

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



***Proyecto Fin de Máster***

**Diseño y desarrollo de un inversor de  
corriente trifásico de 5 kW conectado a la red**  
(Design and development of a 5kW grid-  
connected three-phase inverter)

Para acceder al Título de

**MÁSTER UNIVERSITARIO EN  
INGENIERIA INDUSTRIAL**

Autor: Alexis Anselmo Gómez Gómez

Septiembre - 2021



## Agradecimientos

A Francisco Javier Azcondo, Alberto Pigazo, Christian Brañas y al resto del grupo de electrónica de potencia de la Universidad de Cantabria por inspirarme, guiarme y darme la oportunidad de realizar este proyecto.

A mi familia, por apoyarme y darme ánimos en los malos momentos.

A todos aquellos que me han escuchado “Hoy no puedo, otro día”.

A todos, Gracias.

## Resumen

El proyecto se mueve en el ámbito de la electrónica de potencia y versa sobre el diseño y desarrollo material de un convertidor CC/CA o inversor trifásico bidireccional. Este usa la topología de inversor a tres hilos y es capaz de interactuar con una red trifásica. Para su materialización se usan transistores con tecnología de carburo de silicio (SiC) y alcanza una potencia máxima de 5 kW.

Para su operación se implementa un lazo de control de corriente en el espacio  $dq0$  sincronizado a la red a través de un PLL en un microcontrolador, encargado de generar las señales de disparo de los semiconductores a través de una modulación por ancho de pulso basado en portadora (*Carrier based pulse width modulation*).

## Abstract

This project revolves around power electronics and deals with the design and material construction of a three-phase bidirectional DC/AC converter, or inverter. The device uses a three-wire inverter topology and is capable to interact with a three-phase electrical grid. For its construction silicon carbide (SiC) transistors are used to achieve a maximum power of 5 kW.

A  $dq0$  space current control loop synchronized with the grid through a PLL is implemented for its operation inside a microcontroller, tasked with semiconductor trigger signal generation using a carrier based pulse width modulation.



## CONTENIDO

DOCUMENTO 1: MEMORIA.....	9
ÍNDICE DE LA MEMORIA .....	10
TABLA DE ILUSTRACIONES .....	12
SIGLAS Y ABREVIATURAS.....	16
1 INTRODUCCIÓN .....	17
2 DISEÑO DEL SISTEMA.....	21
3 MATERIALIZACIÓN .....	47
4 BIBLIOGRAFÍA .....	62
DOCUMENTO 2: ANEXOS .....	64
ÍNDICE DE LOS ANEXOS.....	65
1 CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN SEMICONDUCTORES .....	66
2 CÁLCULOS DEL SENSADO DE TENSIÓN DE LÍNEA.....	69
3 CÁLCULOS DEL SENSADO DE TENSIÓN DEL BUS DE CONTINUA.....	73
4 ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE CORRIENTES DE FASE .....	75

5	VERIFICACIÓN DE FUNCIONAMIENTO.....	77
	DOCUMENTO 3: PLANOS .....	79
	ÍNDICE DE PLANOS.....	80
1	PLACA DE CIRCUITO IMPRESO DE POTENCIA .....	81
2	ESQUEMA DE CONEXIONES ELÉCTRICAS.....	84
	DOCUMENTO 4: PLIEGO DE CONDICIONES.....	90
	ÍNDICE DEL PLIEGO DE CONDICIONES.....	91
1	DISPOSICIONES GENERALES.....	92
2	CONDICIONES TÉCNICAS.....	93
3	CONDICIONES LEGALES.....	95
4	CONDICIONES ECONÓMICAS .....	96
	DOCUMENTO 5: ESTADO DE MEDICIONES.....	97
	ÍNDICE DEL ESTADO DE MEDICIONES.....	98
1	ETAPA DE POTENCIA.....	100
2	SENSÓRICA.....	102
3	GESTIÓN TÉRMICA.....	103

4	ELEMENTOS PASIVOS.....	104
5	MONTAJE.....	106
6	CONTROL .....	108
7	EQUIPO UTILIZADO .....	109
DOCUMENTO 6: PRESUPUESTO .....		110
ÍNDICE DEL PRESUPUESTO .....		111
1	ETAPA DE POTENCIA .....	113
2	SENSÓRICA.....	115
3	GESTIÓN TÉRMICA .....	117
4	ELEMENTOS PASIVOS.....	118
5	MONTAJE.....	121
6	CONTROL .....	123
7	EQUIPO UTILIZADO .....	124
8	MANO DE OBRA.....	125
9	TOTAL .....	126



# DOCUMENTO 1: MEMORIA

## ÍNDICE DE LA MEMORIA

TABLA DE ILUSTRACIONES	12
SIGLAS Y ABREVIATURAS	16
INTRODUCCIÓN	17
Antecedentes	17
Alcance y objetivos	19
Impacto esperado	19
Especificaciones de diseño	20
DISEÑO DEL SISTEMA	21
Estudio de soluciones	21
Cálculos	25
Estrés de los semiconductores	25
Capacidad del bus de CC	25
Inductancia de filtro	26
Control	27
Obtención de las magnitudes de fase a partir de las medidas	28
Lazo de control de corriente	30
Lazo de control de tensión del bus de continua	32
Simulaciones	33
MATERIALIZACIÓN	47
Selección de componentes y materiales	47

Elección de semiconductores	47
Elección de condensadores para el lado de CC	51
Elección de inductancias para el lado de CA	52
Elección del microcontrolador	52
Sensórica	53
Placa de circuito impreso de potencia	56
Diseño térmico	56
<b>Montaje</b>	<b>59</b>
<b>Protocolo de pruebas</b>	<b>60</b>
<b>Resultados</b>	<b>61</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>62</b>

## TABLA DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1: Rectificador (unidireccional) trifásico de diodos. a) Esquema del circuito. b) Formas de onda de la tensión. c) Corriente del bus de continua y cada diodo. Fuente: (Hart, 2001). .....	18
Ilustración 2: Esquema general de la topología "Back to Back". Fuente: (Carlsson, 1998).....	19
Ilustración 3: Topología de un inversor trifásico a tres hilos. Fuente: (Meersman, y otros, 2010). .....	21
Ilustración 4: Topología de un inversor trifásico con bus de CC continua. Fuente: (Meersman, y otros, 2010). .....	22
Ilustración 5: Topología de un inversor trifásico de 4 ramas. Fuente: (Meersman, y otros, 2010). .....	22
Ilustración 6: Inversor trifásico de 5 niveles; a la izquierda filado por diodos, a la derecha con condensadores flotantes. Fuente: (Meersman, y otros, 2010). .....	24
Ilustración 7: Modelo real de una inductancia. ....	27
Ilustración 8: Esquema explicativo de la estructura de control. ....	27
Ilustración 9: Figura que expone la relación entre magnitudes de fase, el marco de referencia estacionario, $\alpha\beta$ y el marco de referencia rotacional, $dq$ . Fuente: The MathWorks. ....	28
Ilustración 10: Diagrama fasorial que expone las relaciones entre tensiones en un sistema trifásico equilibrado. ....	29
Ilustración 11: Estrategia seguida para control de las corrientes de fase. Fuente: (Azcondo, 2021). .....	30
Ilustración 12: Esquema del modelo promedio de la planta a controlar. Fuente: (Azcondo, 2021). .....	31
Ilustración 13: Configuración de los convertidores analógico-digitales y de las entradas digitales. ....	33



Ilustración 14: Preprocesado de las señales digitalizadas. De arriba a abajo, tensiones de línea a tensiones de fase, ángulo de giro de las tensiones y frecuencia a partir de un PLL (Phase-locked-loop) y corrientes de fase. ....	33
Ilustración 15: Protecciones implementadas en el programa del microcontrolador. ....	34
Ilustración 16: Control general sobre el lazo de control de corriente.....	34
Ilustración 17: Lazo de control de corriente.....	34
Ilustración 18: Implementación del arranque suave.....	35
Ilustración 19: Modelo de planta utilizado para el modo de trabajo como rectificador. Carga de 150 $\Omega$ .....	35
Ilustración 20: Magnitudes eléctricas resultado de la simulación con control de corriente como rectificador. Las tensiones están expresadas en V, las corrientes en A y el tiempo en s. ....	37
Ilustración 21: Potencias y factor de potencia con control de corriente actuando como rectificador. Donde las potencias están expresadas en W y el tiempo en s. ....	38
Ilustración 22: Distorsión armónica con control de corrientes actuando como rectificador. ....	39
Ilustración 23: Modelo de planta utilizado para las simulaciones como inversor. ....	40
Ilustración 24: Magnitudes eléctricas trabajando como inversor y como rectificador. Las tensiones están expresadas en V, las corrientes en A y el tiempo en s. ....	41
Ilustración 25: Potencias y factor de potencia trabajando como inversor y rectificador. La potencia es positiva cuando se está rectificando. La potencia se expresa en vatios, y el tiempo en segundos. ....	42
Ilustración 26: Distorsión armónica trabajando como inversor y rectificador.....	42
Ilustración 27 Magnitudes eléctricas trabajando como rectificador controlando la tensión del lado de CC. ....	44
Ilustración 28: Potencias y factor de potencia en el lado de CA trabajando como rectificador con control de tensión del lado de CC. ....	45
Ilustración 29: Distorsión armónica de la corriente del lado de CA trabajando como rectificador con control de corriente.....	46

Ilustración 30: Rendimiento obtenido en simulación como inversor y rectificador a diferentes niveles de tensión alterna y niveles de carga. ....	46
Ilustración 31: Circuito equivalente del transistor y del driver. Fuente: (Zojer, 2020). ....	48
Ilustración 32: Diagrama de conexiones eléctricas de la aplicación típica del IR2213.....	50
Ilustración 33: Esquema explicativo sobre el sensado de la tensión de línea. ADC y ADC' representan diferentes canales de conversión analógica digital del microcontrolador. ....	54
Ilustración 34: Vista en alzado de una sección transversal del disipador y gráfica que expresa la resistencia térmica (K/W) en función de la longitud y el modelo de ventiladores utilizados. Fuente: (Fischer Elektronik , 2021). ....	57
Ilustración 35: Vista desde arriba del prototipo. A la izquierda la alimentación trifásica, Resistores NTC y fusibles; en el centro Bobinas de filtrado y a la derecha el módulo de semiconductores y condensadores de continua. ....	59
Ilustración 36: Vista en perspectiva del prototipo. ....	59
Ilustración 37: Vista en alzado del montaje de semiconductores, condensadores del bus de continua, disipador y placa de circuito impreso de potencia.....	60
Ilustración 38: En azul oscuro, la tensión de una fase de la carga; en cian, la corriente de fase de la carga; en rojo, la potencia para la misma fase de la carga trifásica. ....	61
Ilustración 39: En verde, la tensión del bus de corriente continua; en morado, la corriente de entrada al convertidor desde el bus de continua; en rojo la potencia consumida del bus de continua. ....	61
Ilustración 42: Gráficas que detallan la energía perdida por conmutación para el modelo de semiconductor elegido. Fuente: (Infineon Technologies). ....	67
Ilustración 43: Corriente que circula por un transistor a potencia nominal; arriba el valor instantáneo de la corriente; abajo el valor eficaz a 50 Hz.....	68
Ilustración 44: Esquema del divisor de tensiones usado para la medida de tensiones de línea. ....	69
Ilustración 45: Esquemas de conexiones eléctricas propuestas por el fabricante para el AMC3330. Fuente: Texas Instruments.....	70

Ilustración 46: Esquema del amplificador implementado alrededor del OPA320.....	71
Ilustración 47: Tensión esperada a la entrada del convertidor analógico-digital del microcontrolador para una tensión de línea nominal.....	72
Ilustración 48: Esquema del circuito utilizado para medir la tensión en el bus de CC.....	73
Ilustración 49: Esquema para el acondicionamiento de señal de las corrientes de fase. El terminal $v_2$ se encuentra conectado a la referencia y es el terminal $v_1$ el conectado al transductor. ....	75
Ilustración 50: Montaje de la sensórica de la tensión de línea. A la izquierda el divisor de tensiones y el filtro de entrada; a la derecha los amplificadores AMC3330 y OPA320 en sus correspondientes circuitos. [Ilustración 44, Ilustración 45, Ilustración 46]. ....	77
Ilustración 51: Medida procesada de la tensión de línea entre las fases A y B. En azul la tensión de línea a valores nominales entre las fases A y B, en magenta la medida lista para ser digitalizada. ....	78
Ilustración 52: Medida tomada a la salida del montaje para sensado de la tensión en el lado de CC a una tensión de 400 V. ....	78
Ilustración 53: Vista frontal de la placa de circuito impreso. ....	81
Ilustración 54: Vista dorsal (vista frontal) de la placa de circuito impreso. ....	81
Ilustración 55: Capa de cobre frontal de la placa de circuito impreso.....	82
Ilustración 56: Capa de cobre dorsal (vista frontal) de la placa de circuito impreso. ....	82
Ilustración 57: Vista mecánica de la placa de circuito impreso.....	83
Ilustración 58: Vista de diseño de la placa de circuito impreso, en rojo la capa frontal de cobre y en verde la dorsal.....	83

## SIGLAS Y ABREVIATURAS

- **A:** Amperios, unidad de medida del sistema internacional para expresar la intensidad de corriente entre dos puntos.
- **V:** Voltios, unidad de medida del sistema internacional que expresa la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos.
- **Hz:** Hercios, unidad de frecuencia del sistema internacional.
- **CC:** Corriente continua.
- **CA:** Corriente alterna.
- **W:** Vatio, unidad de potencia del sistema internacional.
- **L:** Coeficiente de autoinductancia.
- **C:** Capacidad eléctrica.
- **MOSFET:** Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.
- **PWM:** *Pulse width modulation*, modulación de ancho de pulso.
- **var:** Voltamperio reactivo, unidad de potencia reactiva.
- **VA:** Voltamperio, unidad de potencia aparente.

# 1 INTRODUCCIÓN

## 1.1 ANTECEDENTES

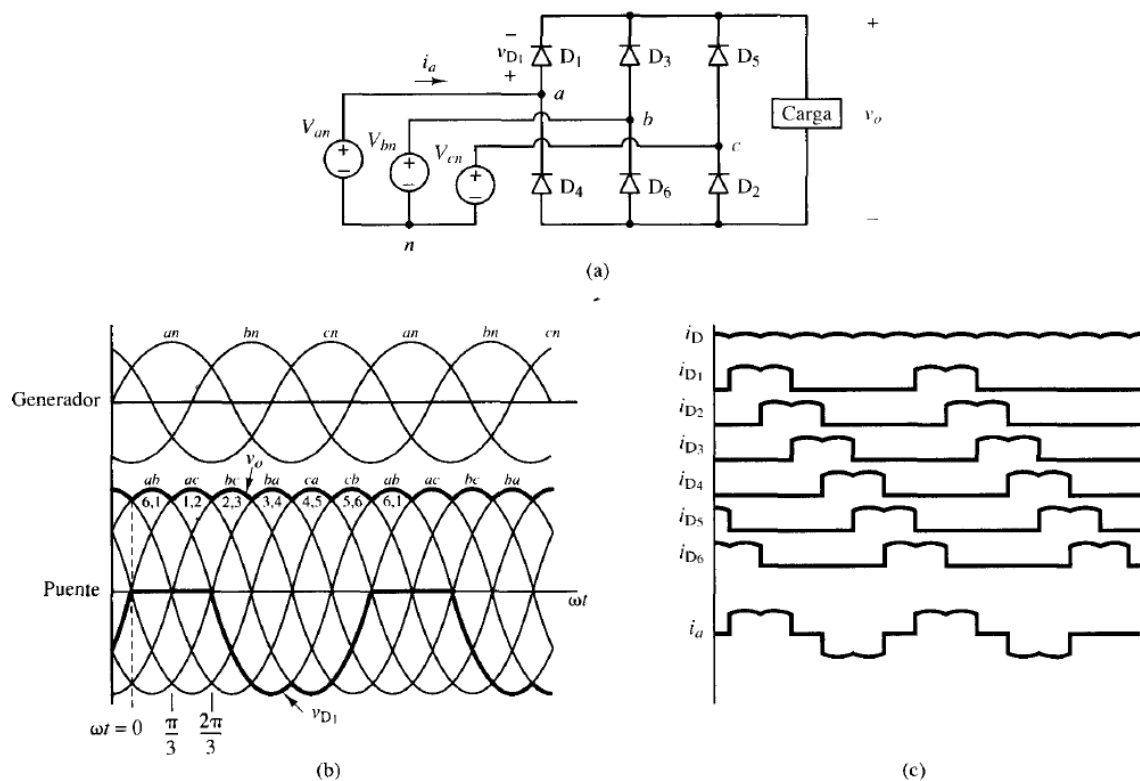
Tradicionalmente, las redes eléctricas consideradas como de potencia infinita tenían un flujo de potencia bien definido, desde los alternadores en centrales generadoras, hasta los consumidores. La creciente aparición de pequeñas y medianas centrales de producción, como las minihidráulicas o eólicas, llegando hasta el ámbito doméstico, hace que la red adquiera un carácter más distribuido. Este escenario requiere dispositivos capaces de interactuar e inyectar potencia a la red aprovechando de forma óptima estos recursos.

Adicionalmente, la creciente popularidad de la movilidad eléctrica e instalaciones fotovoltaicas dotadas de baterías, en conjunción con dispositivos capaces de un flujo bidireccional de potencia, a una red cada vez más “inteligente”, tiene el objetivo de conseguir una red de mayor eficiencia, mejor calidad y un mejor suministro eléctrico; entendiendo este como la adecuación a las condiciones de diseño para compensar perturbaciones de amplitud y frecuencia.

Con el fin de rendir este proceso de actualización de la infraestructura eléctrica más rentable existe una creciente demanda por convertidores de mayores capacidades y a un menor coste. Aumentar la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia reduce el tamaño de los componentes pasivos y aumentar las solicitaciones que pueden soportar los semiconductores, se posibilita el uso de topologías más sencillas. Estos argumentos motivan la utilización de semiconductores de banda prohibida amplia “*wide band-gap*” como el nitruro de galio (GaN) o el carburo de silicio (SiC) en detrimento del silicio tradicionalmente usado (Si).

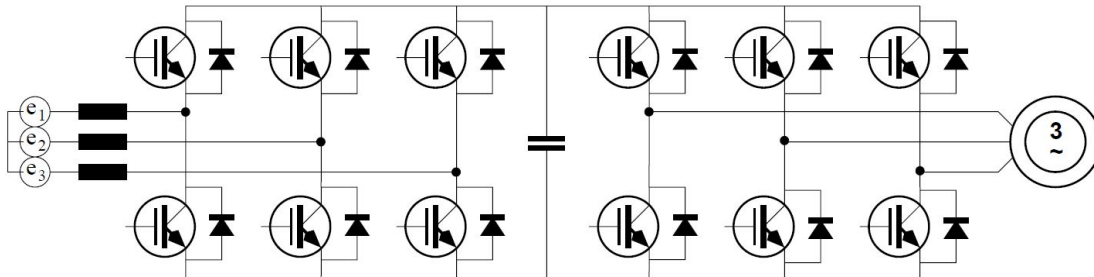
El convertidor CA / CC trifásico más simple es el puente de diodos. Este está caracterizado por la falta de control sobre el sistema y la gran cantidad de armónicos que inyecta al sistema de CA, generalmente la red.

*Ilustración 1: Rectificador (unidireccional) trifásico de diodos. a) Esquema del circuito. b) Formas de onda de la tensión. c) Corriente del bus de continua y cada diodo. Fuente: (Hart, 2001).*



Si sobre esta topología se sustituyen los diodos por dispositivos de potencia activos se puede obtener un mayor grado de control, i.e. transistores operando en conmutación, se obtiene un convertidor capaz de realizar la transformación de energía eléctrica con índices de distorsión armónica reducidos y control del factor de potencia, resultando en un sistema que desde el punto de vista de la red cumpla las normativas referentes al factor de potencia y limitación de armónicos, modificando a la salida parámetros de todo tipo como la frecuencia, magnitud, fase... . Dada la bidireccionalidad del dispositivo, se hace posible un montaje en el que se convierta la CA en CC y de vuelta en CA. Dicho sistema es denominado en literatura anglosajona como *Back to back*, espalda contra espalda.

*Ilustración 2: Esquema general de la topología "Back to Back". Fuente: (Carlsson, 1998).*



## 1.2 ALCANCE Y OBJETIVOS

Este proyecto trata el diseño y desarrollo de un prototipo para su uso en laboratorio, con su correspondiente verificación, de un inversor bidireccional de 5 kW. Este se conectará a una red trifásica a 3 hilos con una tensión de línea a línea de 400 V y una frecuencia de 50 Hz. El lado de corriente continua tendrá una tensión de 800 V.

Como objetivos adicionales se han establecido:

- Distorsión armónica en las corrientes reducida (< 5%) respecto de una onda trifásica sinusoidal a 50 Hz y en fase con la tensión del lado de CA.
- Factor de potencia virtualmente unidad.
- Rendimiento elevado (> 90 %).
- Estabilidad en la tensión y corriente.

## 1.3 IMPACTO ESPERADO

Este proyecto pretende el diseño y la construcción de un prototipo de inversor trifásico bidireccional basado en la tecnología de transistores MOSFET de carburo de silicio.

Adicionalmente, si este trabaja en conjunción con otro de características similares se podría crear un sistema *back to back*. Esta topología podría ser utilizada, por ejemplo, como fuente de alimentación para dispositivos con alimentación específica o como banco de pruebas para convertidores de alta eficiencia, con este montaje, podrían realizarse pruebas de varios kW con un consumo eléctrico mucho menor.

#### 1.4 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Las especificaciones iniciales para el convertidor bidireccional CC-CA son:

<b>Frecuencia de conmutación</b>	40 kHz
<b>Potencia</b>	5 kW
<b>Tensión del lado de CA</b>	400 V RMS de línea a 50 Hz
<b>Factor de potencia</b>	1
<b>Tensión del bus de CC</b>	800 V



## 2 DISEÑO DEL SISTEMA

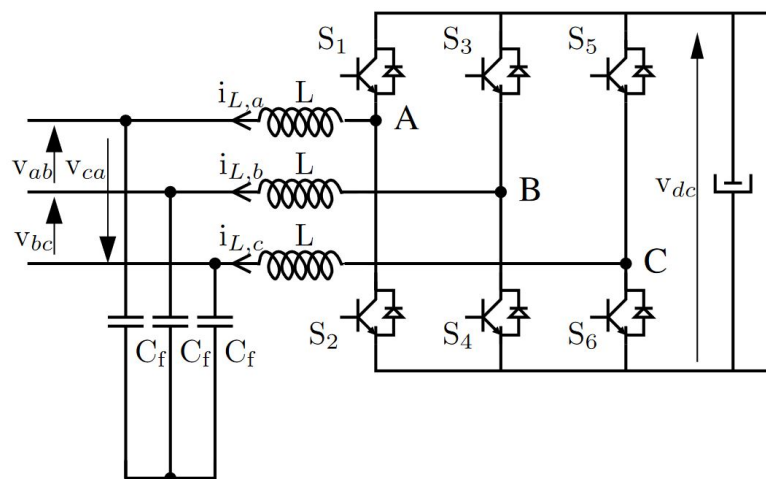
### 2.1 ESTUDIO DE SOLUCIONES

Para el diseño de la etapa de potencia se ha de estudiar primeramente la topología a emplear, así se han considerado las siguientes:

- Inversor trifásico a tres hilos

Esta es una de las topologías más simples, obtenida remplazando los semiconductores de un rectificador de diodos por transistores, haciéndolo bidireccional.

*Ilustración 3: Topología de un inversor trifásico a tres hilos. Fuente: (Meersman, y otros, 2010).*



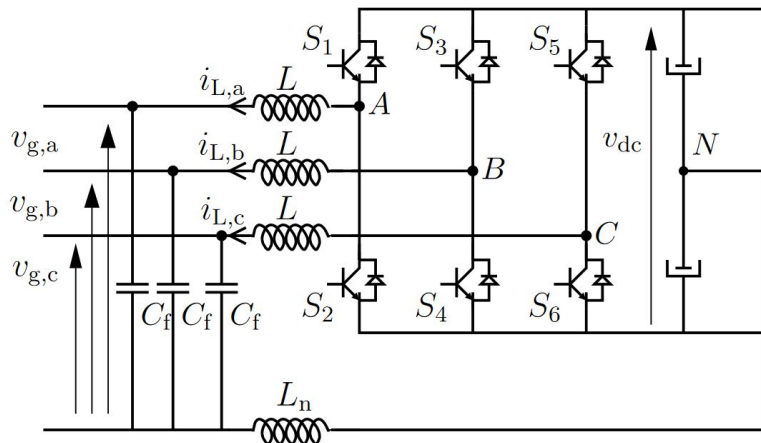
- Inversor trifásico a cuatro hilos

Esta topología se caracteriza por tener posibilidad de conexión al neutro. Para conseguir esto existen dos alternativas:

- Bus de CC partido: En este caso se realiza la toma del neutro en el punto medio del lado de continua, el cual está partido entre 2 condensadores. Su mayor ventaja radica en su simplicidad. Como contrapartida, suele requerir de una

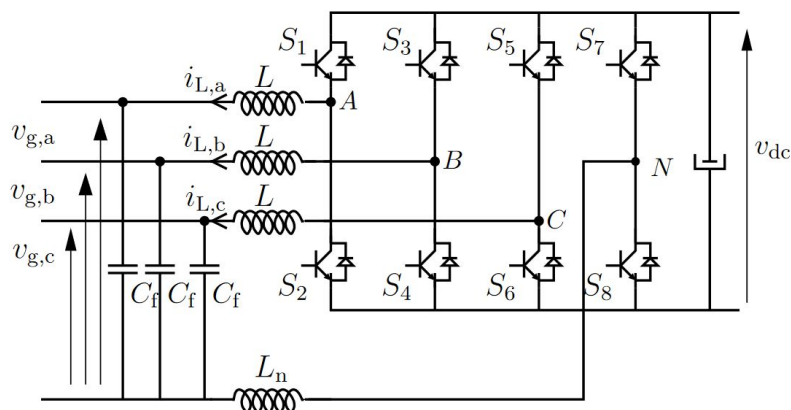
gran capacidad en el lado de CC para mantener una tensión similar en ambos, especialmente en el caso de que existan grandes corrientes por el neutro.

*Ilustración 4: Topología de un inversor trifásico con bus de CC continua. Fuente: (Meersman, y otros, 2010).*



- Inversor de cuatro ramas: Este propone la inclusión de una cuarta rama, de la misma forma que se realiza para cada una de las fases. Sin embargo, se necesitan 2 transistores adicionales.

*Ilustración 5: Topología de un inversor trifásico de 4 ramas. Fuente: (Meersman, y otros, 2010).*



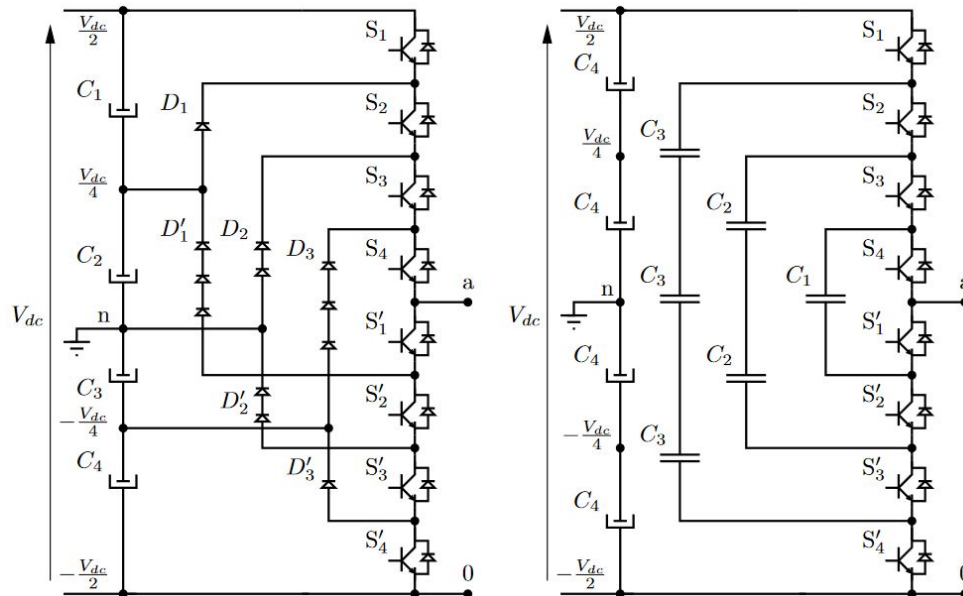
- Inversor multi-fuente: Este tipo de inversores se caracterizan por admitir múltiples fuentes de CC al bus, es especialmente útil en el caso de múltiples sistemas de energía fotovoltaica.

- Inversor multinivel

La idea de esta “familia” de convertidores es la de poder disponer de más de 3 niveles de salida (hacia el lado de CA) en el momento de sintetizar las ondas de la corriente alterna, de tal forma que se consiga una menor distorsión armónica.

- Fijado por diodos (*Diode-Clamped*): Estos son capaces de dividir el bus de continua en diferentes niveles mediante el uso de condensadores, pudiéndose extraer un neutro del punto medio. Se utilizan diodos para fijar las tensiones en los diferentes niveles. La principal ventaja es que cada uno de los transistores ahora sólo ha de bloquear una tensión de  $V_{ds} = \frac{V_{cc}}{m-1}$ , donde  $m$  es el número de niveles del convertidor. Como contrapartida, el número de diodos necesarios por cada nuevo nivel sigue una norma cuadrática, lo que complica el diseño rápidamente, adicionalmente cada transistor debe conducir durante tiempos diferentes, lo que hace que sus requisitos sean diferentes, lo que dará lugar a componentes sobredimensionados en la mayoría de casos.
- Condensador flotante: Con el objetivo de disminuir el número de elementos necesarios y su progresión según el número de niveles, se utilizan condensadores en lugar de diodos. Un efecto de esta decisión es que ahora existen múltiples combinaciones de transistores que dan lugar a la misma tensión, flexibilizando el control. El incremento en el número de condensadores en el sistema lleva a un aumento de la capacidad.

Ilustración 6: Inversor trifásico de 5 niveles; a la izquierda filado por diodos, a la derecha con condensadores flotantes.  
Fuente: (Meersman, y otros, 2010).



- Inversor en cascada: Está basado en la conexión entre múltiples inversores monofásicos alimentados por diversas fuentes de CC, siendo esta su principal desventaja.

Los semiconductores fabricados con carburo de silicio (SiC) representan un salto tecnológico sobre el silicio, que mejora notablemente casi todas las prestaciones. Dos notables mejoras son la tensión de bloqueo y la mayor rapidez en las conmutaciones. Así, si se aumenta la tensión que puede soportar cada semiconductor se puede reducir el número de niveles de un inversor, manteniendo el nivel de tensión del bus de CC y al aumentar la frecuencia de conmutación se puede reducir la distorsión armónica. Es por esto por lo que se ha optado por una solución tecnológica basada en el carburo de silicio.

Considerando que los requisitos a los semiconductores no son muy grandes, se ha decidido optar por una topología de inversor trifásico a tres hilos por su gran simplicidad, por su topología y requisitos de control.

Una vez elegida la topología, es necesario determinar la frecuencia de conmutación a la que trabajará el convertidor, esta puede tener una gran influencia en su funcionamiento. Por un

lado, al aumentar esta se disminuye el tamaño de los componentes pasivos que operen a esta y la distorsión armónica; por el otro lado, este aumento conlleva un aumento de las pérdidas en forma de calor que tendrá que ser disipado desde los semiconductores.

Para la elección de la frecuencia de conmutación se llega a un compromiso entre el tamaño de los elementos pasivos, prestaciones dinámicas y pérdidas de conmutación, mientras se tienen en cuenta las capacidades de los semiconductores. Como criterio se ha establecido que las pérdidas por conducción de los semiconductores representen el 10 % de las pérdidas totales, que serán menores de 100 W.

## 2.2 CÁLCULOS

### 2.2.1 Estrés de los semiconductores

A partir de esta topología se determinan las condiciones de funcionamiento de los transistores. Estos soportan toda la tensión del bus de continua, 800 V y una corriente de 10,2 A. Es necesario tener en cuenta que la frecuencia de conmutación es 40 kHz y por tanto los tiempos de conmutación deberán de ser lo suficientemente rápidos como para no interferir con la estrategia de control.

### 2.2.2 Capacidad del bus de CC

El banco de condensadores situado en el lado de corriente continua es de utilidad para reducir el rizado de alta frecuencia de la tensión. Si este es pequeño existirá un gran rizado, por el contrario, si este es muy grande el sistema adquirirá una alta inercia y sus prestaciones dinámicas disminuirán.

Para su dimensionamiento se halla el valor de la corriente que circula por estos y en función de esta y el rizado de tensión admisible su capacidad (Jabbar Mnati, Kadhim Abed, Bozalakov, & Van den Bossche, 2018).

$$I_{COND (RMS)} = I_{fase (RMS)} \cdot \sqrt{2M \left( \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left( \frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9M}{16} \right) \cdot \cos^2(\phi) \right)} \quad (1)$$

Donde  $I_{fase (RMS)}$  es el valor eficaz de la intensidad de corriente del lado de CA, M es el índice de modulación y  $\phi$  es el desfase ente la tensión y corriente de fase. Pudiendo hallar el índice de modulación a partir de la siguiente expresión:

$$M \frac{V_{CC}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{LL} \quad (2)$$

Donde  $V_{CC}$  es la tensión del bus de continua y  $V_{LL}$  es la tensión de línea a línea.

A partir de la corriente que circula por el banco de condensadores, es posible derivar la variación de tensión, así:

$$C_{CC (min)} = \frac{I_{COND (RMS)}}{V_{rizado} \cdot 2\pi f_{conmutación}} \quad (3)$$

Siguiendo este proceso se obtienen los siguientes resultados para un 0,5 % de rizado:

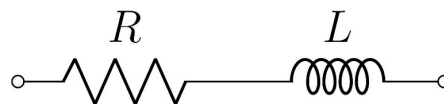
Parámetro	Valor
Valor eficaz de la corriente por el banco de condensadores	4,41 A
Índice de modulación	0,816
Rizado de alta frecuencia admisible	4 V
Capacidad mínima	4,39 $\mu$ F

### 2.2.3 Inductancia de filtro

Las tres bobinas que se encuentran del lado de CA sirven como filtro para la inyección de armónicos a la red. La función de transferencia de este filtro es:

$$G(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{R} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\left(\frac{R}{L}\right)}\right)} \quad (4)$$

*Ilustración 7: Modelo real de una inductancia.*

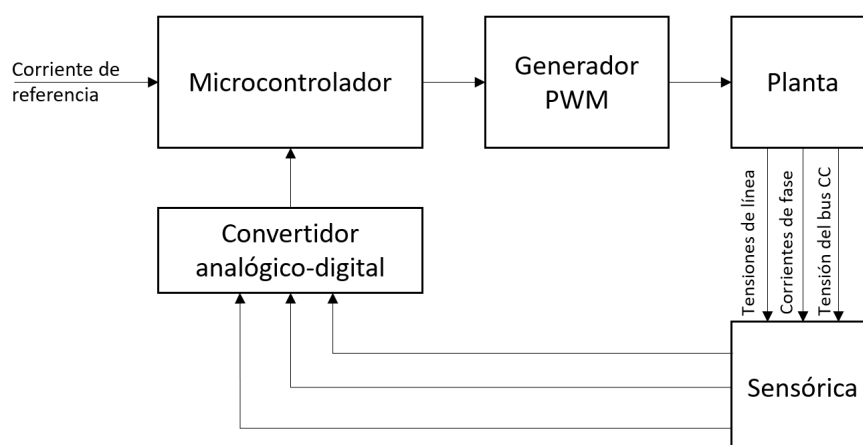


Siguiendo este razonamiento, se llega a un proceso iterativo en el que ha de fijarse bien el coeficiente de autoinductancia de la bobina o la resistencia en serie del arrollamiento. Buscando una frecuencia de corte ( $R/L$ ) lo suficientemente baja para atenuar los armónicos de alta frecuencia, resultado de las conmutaciones.

## 2.3 CONTROL

Todo el control será digital y realizado en un microcontrolador, este será programado directamente desde los entornos de simulación (PLECS y Simulink) a través de las utilidades de generación de código de estas.

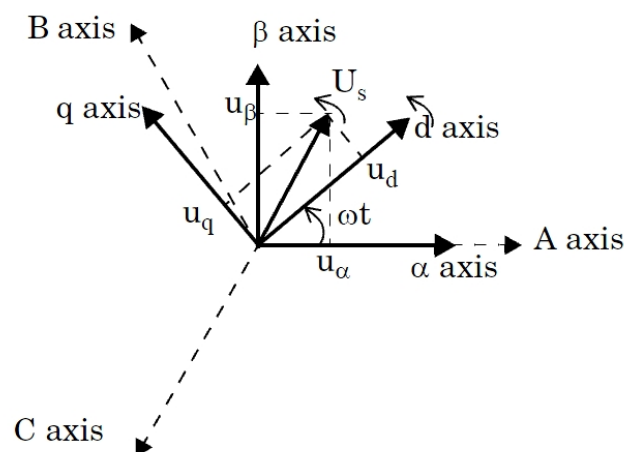
*Ilustración 8: Esquema explicativo de la estructura de control.*



La estrategia de control elegida está compuesta de un lazo de control de corriente en un marco de referencia rotacional. Esta toma medidas de 2 tensiones de línea y 2 corrientes de

fase. A partir de estas medidas y considerando un sistema trifásico a tres hilos se pueden obtener las magnitudes de fase. Las tensiones serán utilizadas para obtener el ángulo de giro de la onda mediante un PLL (*Phase locked loop*), utilizado para las transformaciones de Park (MathWorks, 2021), que transforman las corrientes de fase a un marco de referencia rotatorio. A partir de estas corrientes en el espacio  $dq0$ , se comparan con la referencia y a través de un regulador PI para generar la señal moduladora en el espacio  $dq0$ , que será transformada al espacio  $abc$  y comparada con una referencia triangular para así generar una onda PWM para el accionamiento de las puertas de cada transistor.

*Ilustración 9: Figura que expone la relación entre magnitudes de fase, el marco de referencia estacionario,  $\alpha\beta$  y el marco de referencia rotacional,  $dq$ . Fuente: The MathWorks.*



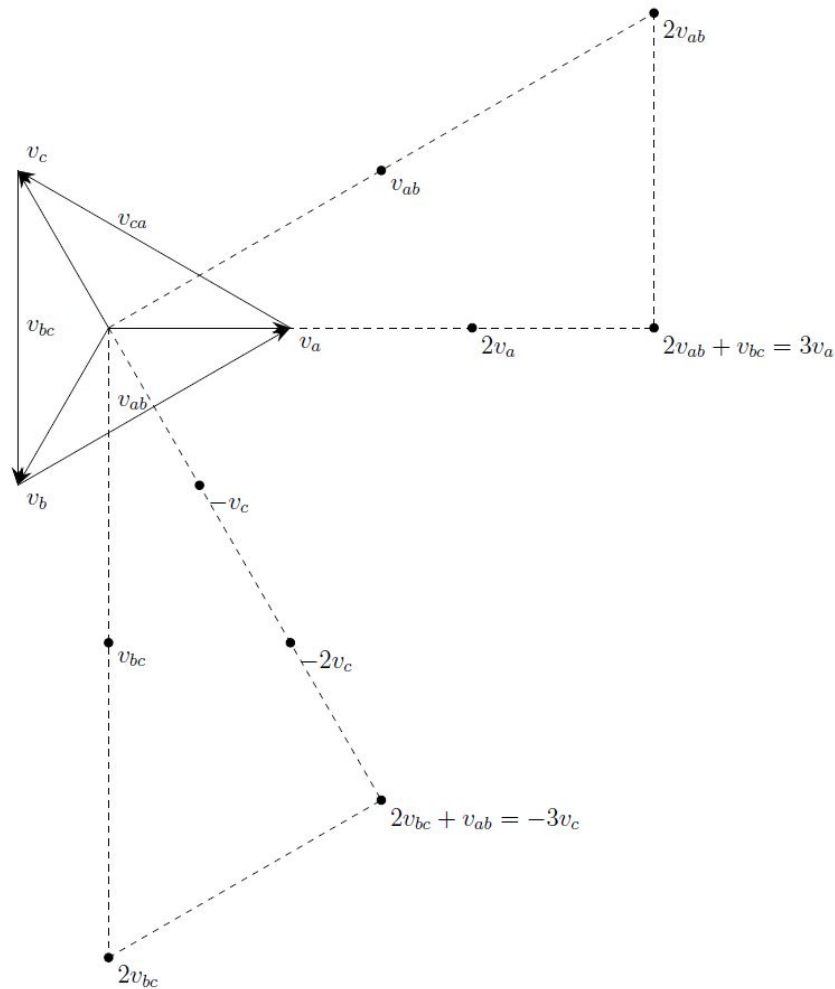
### 2.3.1 Obtención de las magnitudes de fase a partir de las medidas

#### Tensiones

Con el objetivo de disminuir la cantidad de sensores, en lugar de tomar una medida de cada una de las tensiones de línea, se miden 2 de las tensiones de línea. Aplicando las relaciones entre estas se pueden obtener las de fase.



Ilustración 10: Diagrama fasorial que expone las relaciones entre tensiones en un sistema trifásico equilibrado.



$$V_a = \frac{2V_{ab} + V_{bc}}{3} \quad (5)$$

$$V_b = -\frac{2V_{bc} + V_{ab}}{3} \quad (6)$$

$$V_c = -V_a - V_c \quad (7)$$

Esto es así si las tensiones de línea se definen como:

$$V_{ab} = V_a - V_b \quad (8)$$

## Intensidades

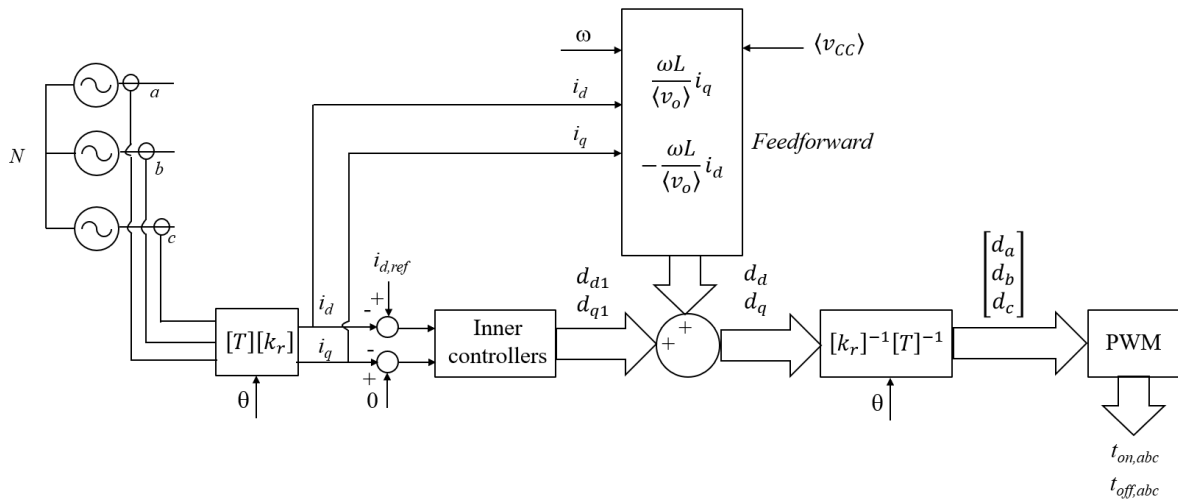
Dado que se está trabajando en un sistema trifásico sin acceso al neutro, la suma de las intensidades de fase ha de ser nula, por tanto, midiendo dos de ellas se puede determinar la tercera.

$$I_c = -I_a - I_b \quad (9)$$

### 2.3.2 Lazo de control de corriente

Este lazo regula la corriente de tal forma que sea de la magnitud deseada y en fase con la tensión, para así obtener un factor de potencia unitario. En lugar de realizar el control sobre las ondas sinusoidales, se decide usar un marco de referencia rotatorio,  $dq0$ . Esto aporta la ventaja de que cuando la corriente está en fase, la componente  $q$  es nula y la componente  $d$  marca la magnitud de pico de la corriente.

Ilustración 11: Estrategia seguida para control de las corrientes de fase. Fuente: (Azcondo, 2021).



Si se realiza un modelo promedio aproximado de la planta a controlar en coordenadas  $dq0$  se puede derivar de este el siguiente modelo en pequeña señal:

$$\frac{i_d(s)}{d_{d1}(s)} \cong -\frac{V_{CC}}{sL} \quad (10)$$

$$\frac{i_d(s)}{d_{q1}(s)} \cong -\frac{V_{CC}}{sL} \quad (11)$$

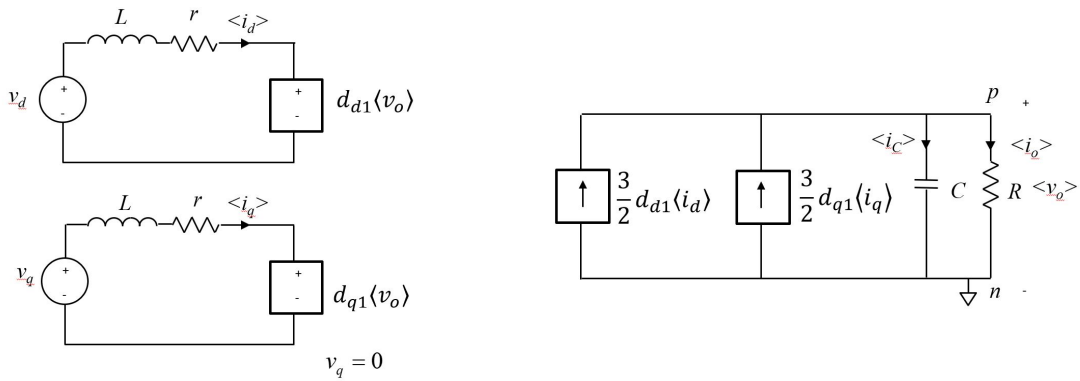
De donde  $d_{d1}(s)$  y  $d_{q1}(s)$  son:

$$d_{d1} = d_d - \frac{\omega L}{\langle v_{CC} \rangle} \langle i_q \rangle \quad (12)$$

$$d_{q1} = d_q - \frac{\omega L}{\langle v_{CC} \rangle} \langle i_d \rangle \quad (13)$$

Siendo  $d_d$  y  $d_q$  los ciclos de trabajo de cada componente.

*Ilustración 12: Esquema del modelo promedio de la planta a controlar. Fuente: (Azcondo, 2021).*



De este modelo se infiere la acción integral en todo el dominio de la frecuencia y una fase de  $-90^\circ$ , lo que habrá de tenerse en cuenta para la elección del regulador. Se opta por un regulador tipo 2, dado que no disminuye en exceso el margen de fase en la zona de operación.

Se halla la frecuencia de corte de la planta en 12,73 kHz y se intenta buscar un regulador que solo añada  $15^\circ$  en la zona de corte con ganancia magnitud unidad, la cual se situará (tras incorporar el regulador) una década por debajo de la frecuencia de conmutación, obteniendo un margen de fase de  $75^\circ$ .

$$\theta_{T(s)} + \theta_{G_{reg}(s)} + MF \leq 180^\circ \quad (14)$$

$$\theta_{G_{reg}(s)} = 90 - \tan^{-1}(k) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{k}\right) \quad (15)$$

$$k = \frac{\omega_{central}}{\omega_{cero}} = \frac{\omega_{polo}}{\omega_{central}} \quad (16)$$

$$G_{reg}(s) = K \cdot \frac{(1 + s/\omega_{cero})}{s(1 + s/\omega_{cero})} \quad (17)$$

Tras la obtención del regulador en el espacio continuo, se transforma al dominio Z. Esto se realiza mediante el método de Tustin con *prewarping* a la frecuencia crítica (Corrandini, Maksimovic, Mattavelli, & Zane, 2015) (Rowell, 2021). Tras esto se ajusta la ganancia para que esta coincida con la de la planta en la frecuencia central para obtener:

$$G_{reg-d}(z) = -\frac{-0,242 \cdot z^2 - 0,01923 z + 0,2227}{z^2 - 0,5909 \cdot z - 0,4091} \quad (18)$$

$$G_{reg-q}(z) = +\frac{-0,242 \cdot z^2 - 0,01923 z + 0,2227}{z^2 - 0,5909 \cdot z - 0,4091} \quad (19)$$

### 2.3.3 Lazo de control de tensión del bus de continua

Para diseñar el lazo de control de la tensión del bus de continua, a la planta anterior se le añade un lazo que compare esta tensión con una referencia, tras un regulador PI se obtiene la corriente  $i_d$  de referencia que accionará el lazo anteriormente descrito.

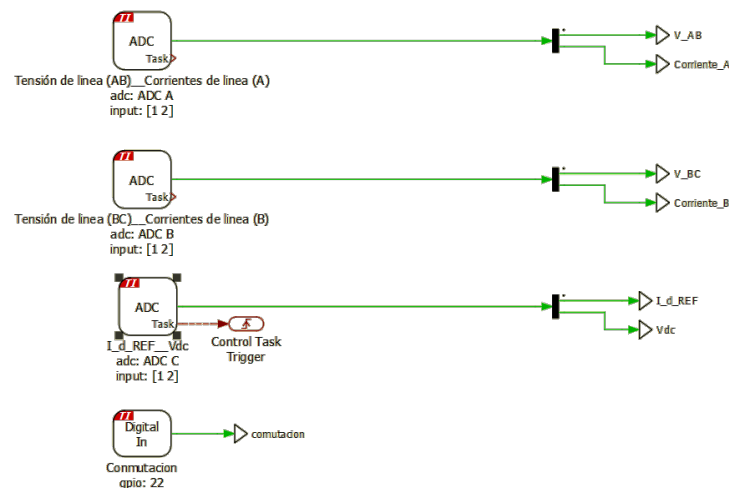
Esto redunda en una función de transferencia,

$$G_{reg-vcc} = K_p + K_i \frac{T}{z-1} \rightarrow 0,15 + 0,1 \frac{25 \cdot 10^{-6}}{z-1} \quad (20)$$

## 2.4 SIMULACIONES

Para validar el diseño de los controladores de corriente de red y tensión del bus de CC, se han realizado diferentes simulaciones en una variedad de modos de funcionamiento.

*Ilustración 13: Configuración de los convertidores analógico-digitales y de las entradas digitales.*



*Ilustración 14: Preprocesado de las señales digitalizadas. De arriba a abajo, tensiones de línea a tensiones de fase, ángulo de giro de las tensiones y frecuencia a partir de un PLL (Phase-locked-loop) y corrientes de fase.*

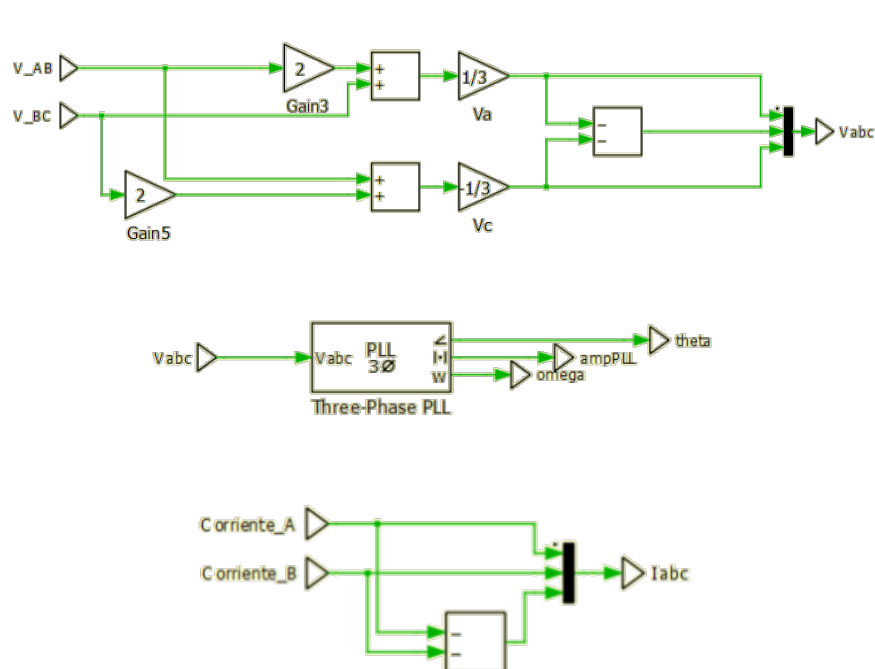
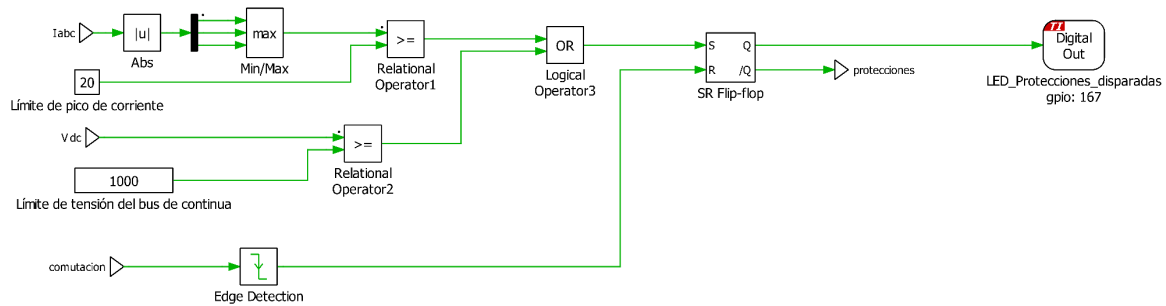


Ilustración 15: Protecciones implementadas en el programa del microcontrolador.



## Control de corriente como rectificador

Dado que el diseño de este inversor es bidireccional y también puede actuar como rectificador, se ha explorado esta opción.

Ilustración 16: Control general sobre el lazo de control de corriente.

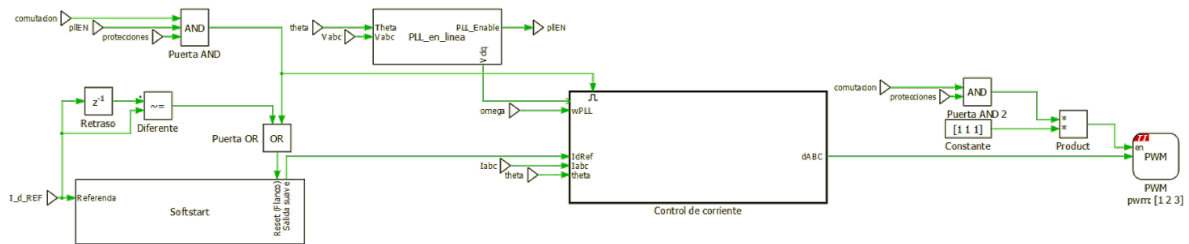


Ilustración 17: Lazo de control de corriente.

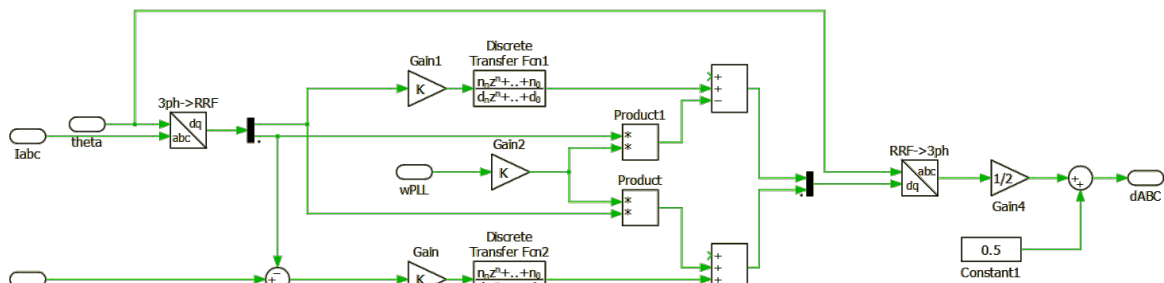


Ilustración 18: Implementación del arranque suave.

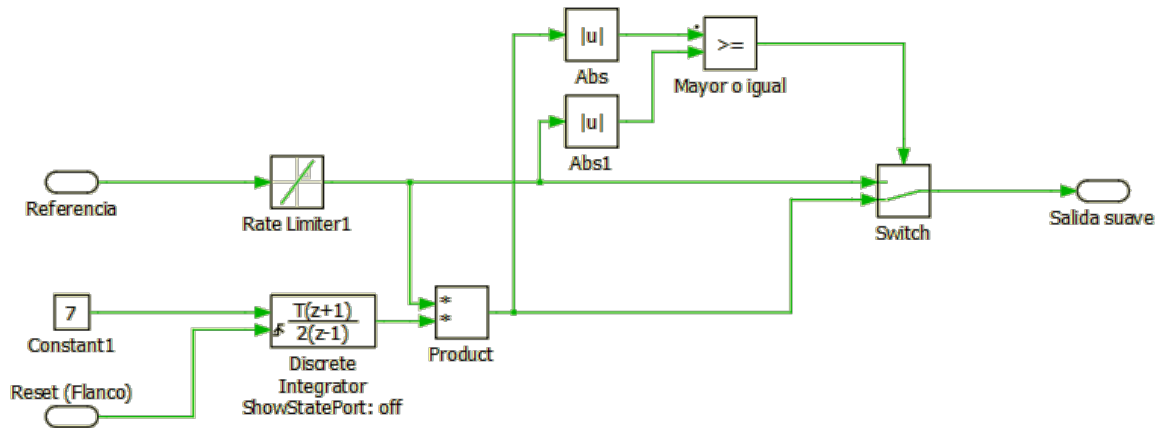
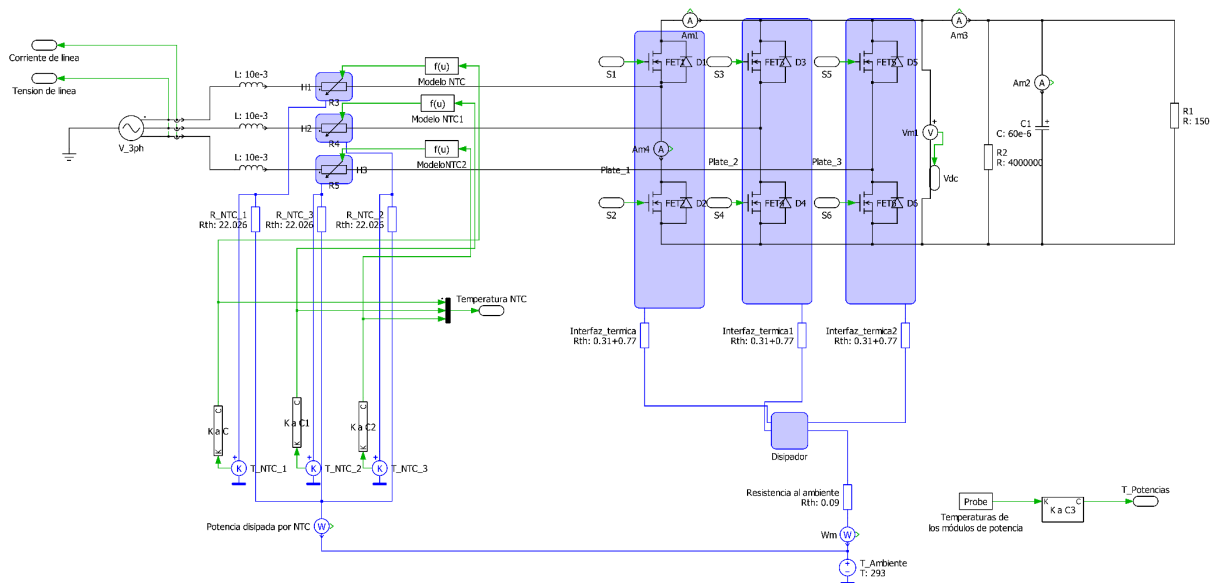


Ilustración 19: Modelo de planta utilizado para el modo de trabajo como rectificador. Carga de 150  $\Omega$ .



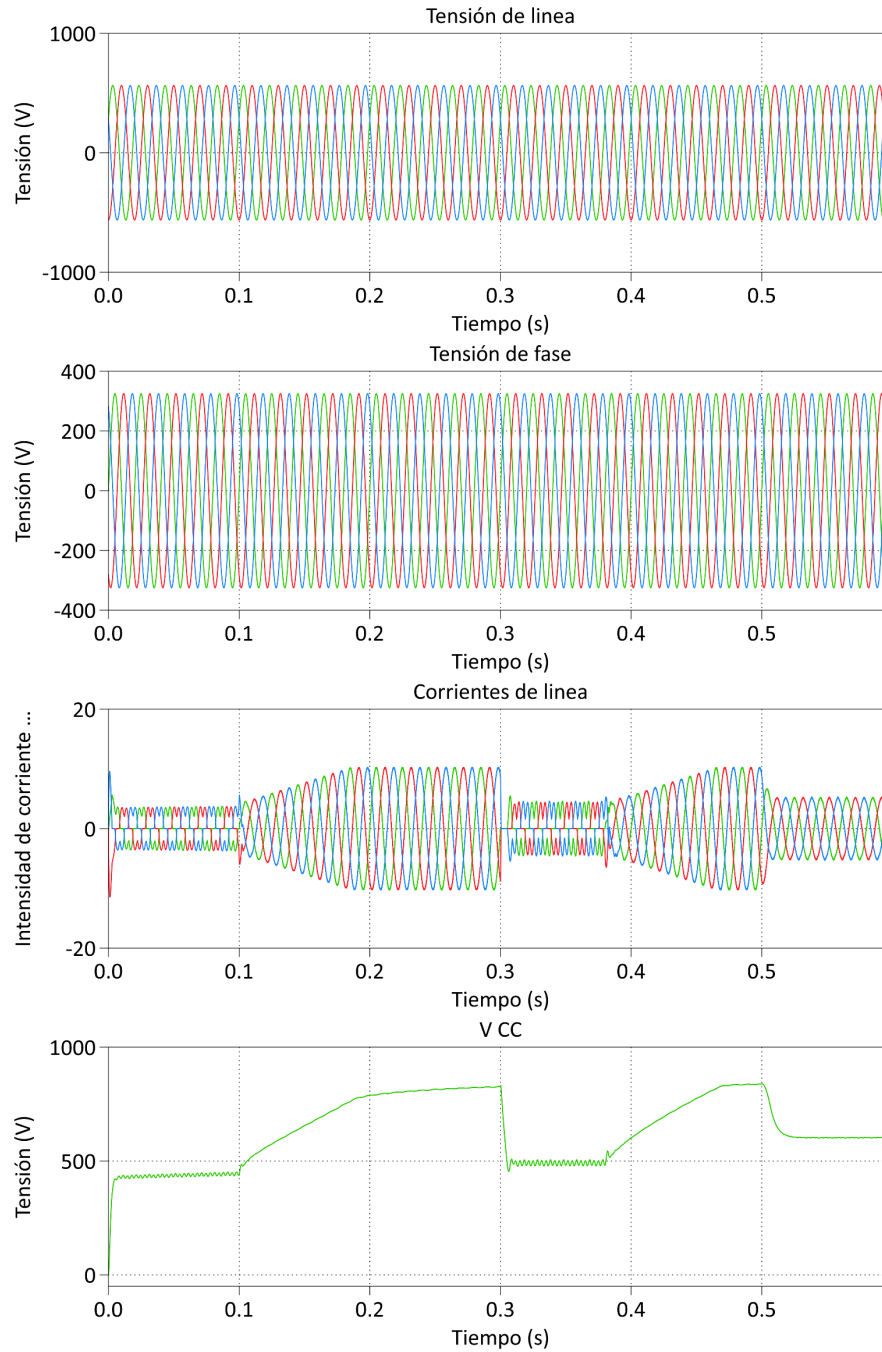
Esta se puede dividir en 5 etapas según los comandos que se lancen:

1. (0-0,1 s) Se conecta el dispositivo a la red y se permite que actúe como un rectificador de diodos trifásico con los diodos intrínsecos. Esto carga los condensadores del bus de continua hasta la tensión de red rectificada.
2. (0,1-0,3 s) Se le indica una corriente de pico objetivo de 10,2 A, para transformar una potencia de 5 kW. Durante la primera parte de esta etapa la corriente aumenta paulatinamente gracias a un encendido suave y posteriormente se estabiliza.

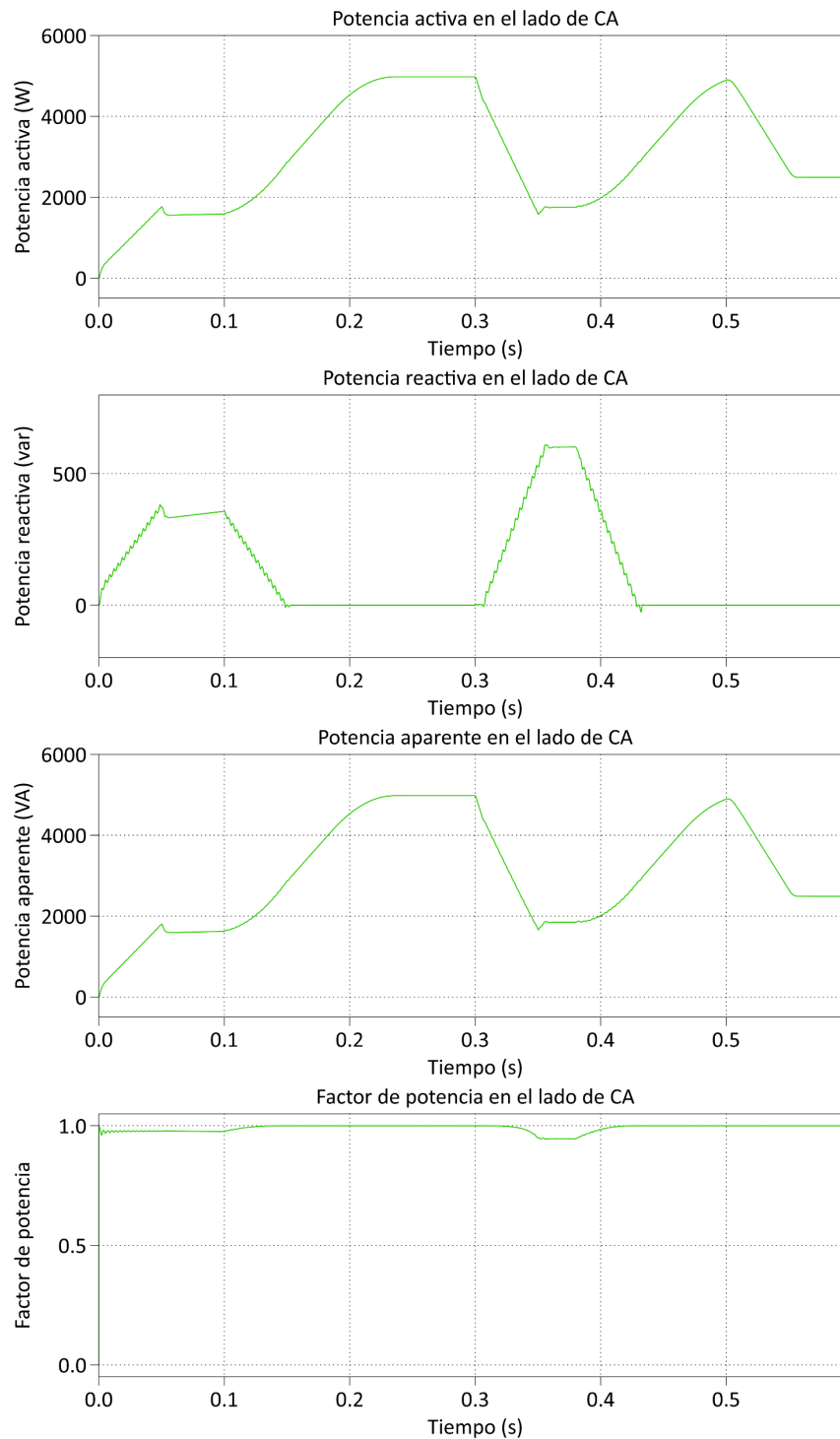
3. (0,3-0,38 s) Se vuelve a desconectar la salida PWM y los diodos intrínsecos vuelven a actuar como un rectificador pasivo.
4. (0,38-0,5 s) Se le vuelve a indicar una corriente objetiva con una magnitud de pico de 10,2 A.
5. (0,5-0,55 s) Se varía la corriente de referencia de un pico de 10,2 A a 5,1 A para observar el transitorio.



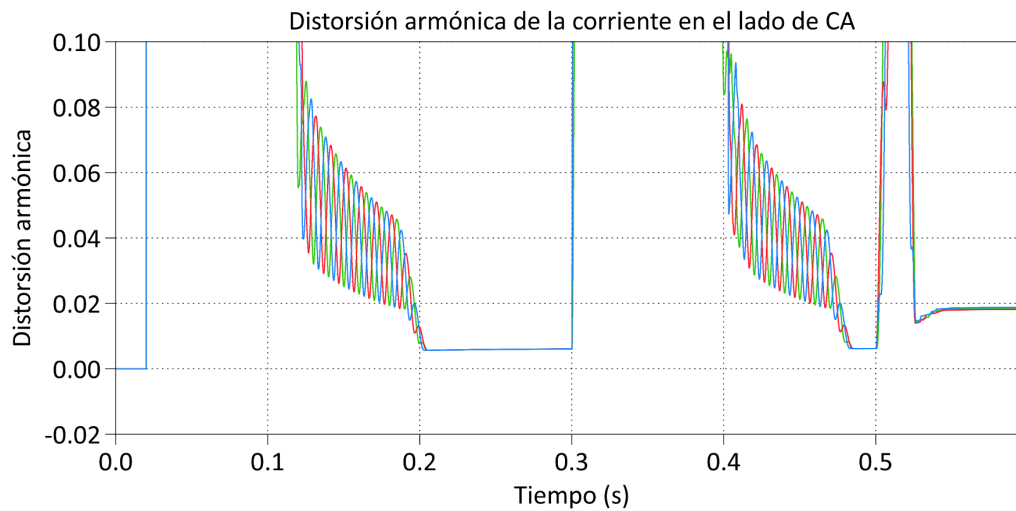
*Ilustración 20: Magnitudes eléctricas resultado de la simulación con control de corriente como rectificador. Las tensiones están expresadas en V, las corrientes en A y el tiempo en s.*



*Ilustración 21: Potencias y factor de potencia con control de corriente actuando como rectificador. Donde las potencias están expresadas en W y el tiempo en s.*



*Ilustración 22: Distorsión armónica con control de corrientes actuando como rectificador.*



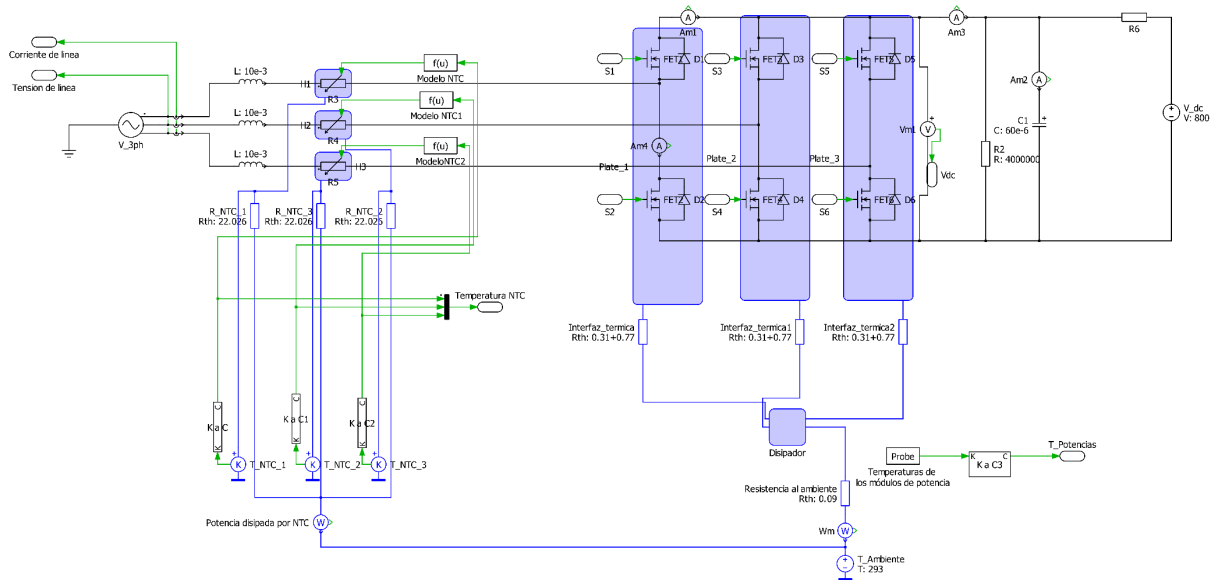
La distorsión armónica se calcula de acuerdo con la siguiente expresión:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{v \geq 2} I_v^2}}{I_1} \quad (21)$$

Donde  $I_v$  es el valor eficaz de cada uno de los armónicos de orden  $v$  y  $I_1$  es el valor eficaz de la componente fundamental.

## Control de corriente como inversor

Ilustración 23: Modelo de planta utilizado para las simulaciones como inversor.

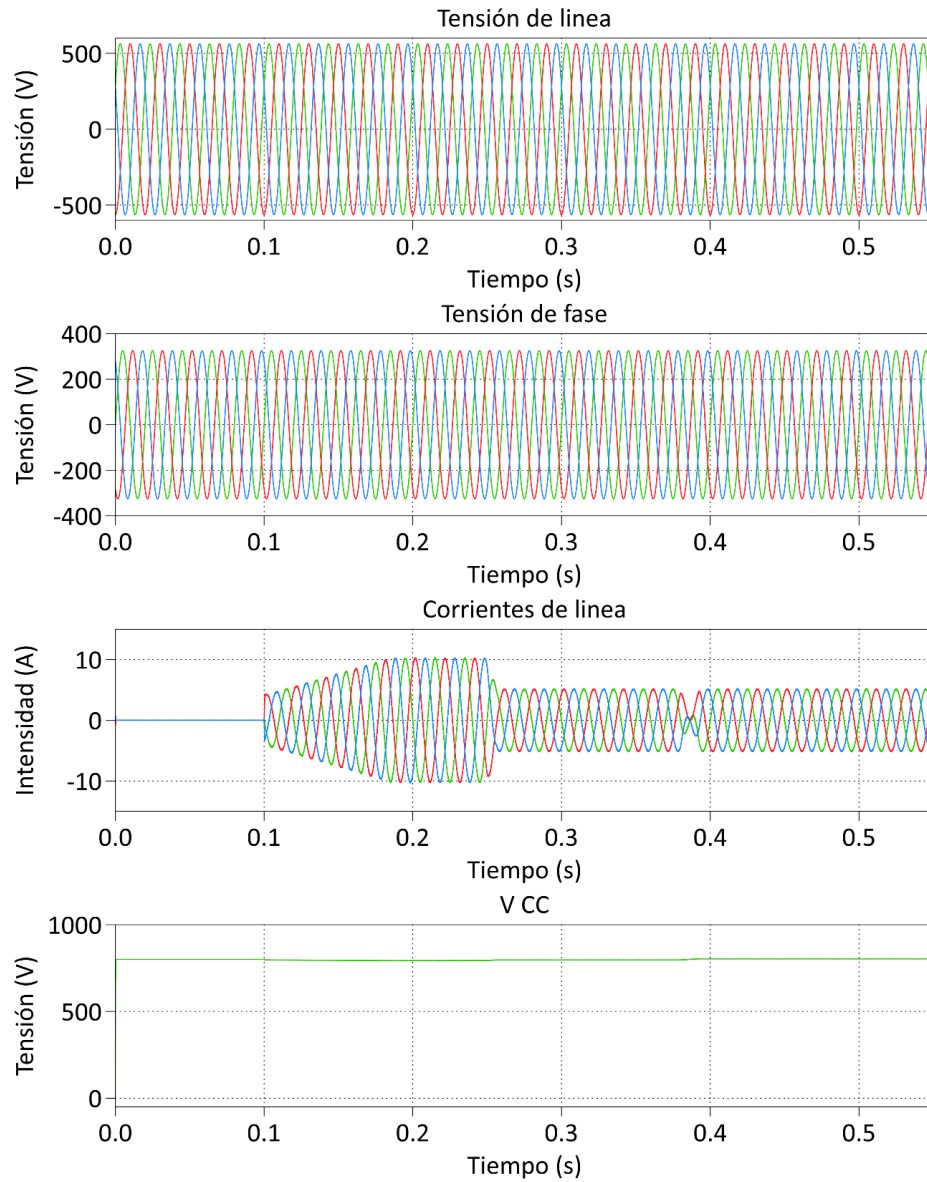


En esta simulación se actúa como un inversor desde una tensión del bus de continua de 800 V en una primera instancia y posteriormente pasa a rectificar así se puede comprobar como realiza esta transición.

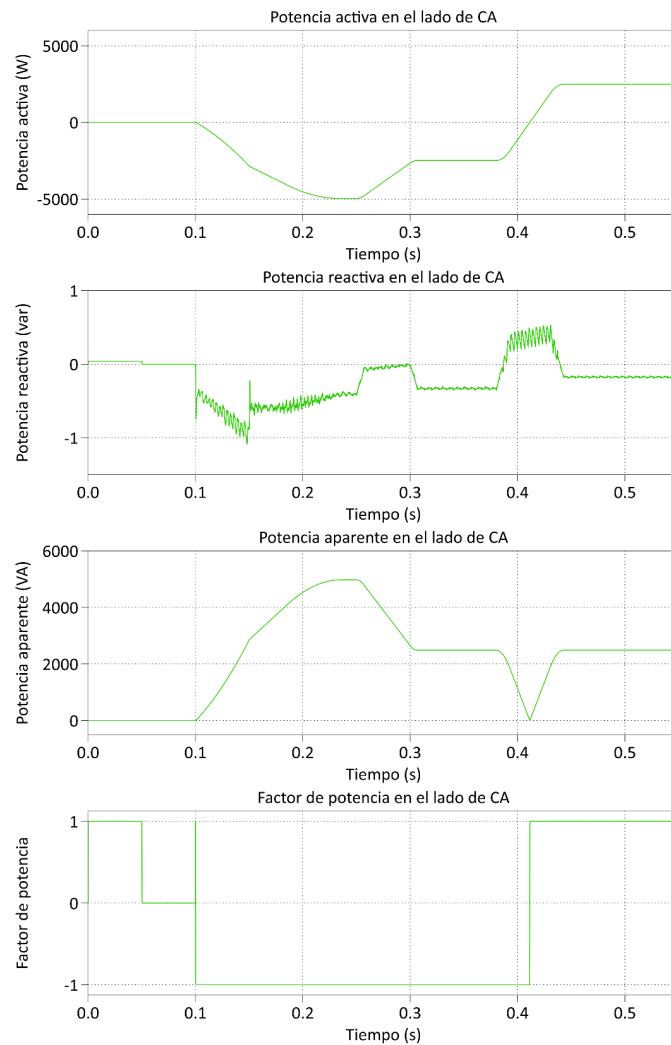
Esta simulación también se encuentra dividida en etapas,

1. (0-0,1 s) No se han activado las conmutaciones, al ser la tensión del bus de continua mayor que la de la red trifásica no circula corriente alguna por los diodos intrínsecos.
2. (0,1-0,25 s) Se invierte y se vuelca a la red una corriente de fase con amplitud de 10,2 A.
3. (0,25-0,38 s) Se modifica la magnitud de la corriente a invertir de 10,2 A a 5,1 A.
4. (0,38-0,60 s) Se cambia la entrada del sistema para que este rectifique con una magnitud de pico de corriente de fase de 5,1 A.

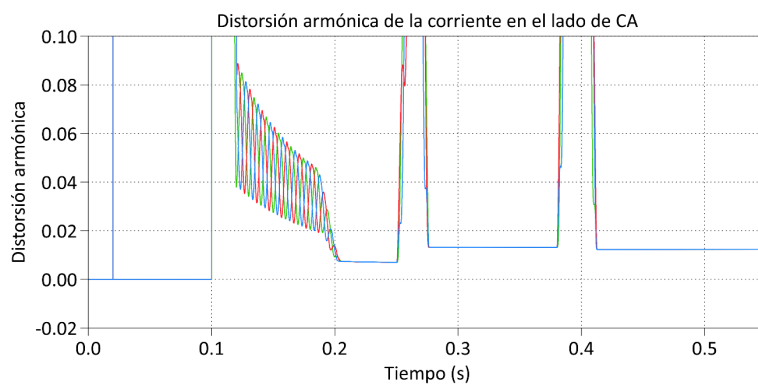
*Ilustración 24: Magnitudes eléctricas trabajando como inversor y como rectificador. Las tensiones están expresadas en V, las corrientes en A y el tiempo en s.*



*Ilustración 25: Potencias y factor de potencia trabajando como inversor y rectificador. La potencia es positiva cuando se está rectificando. La potencia se expresa en vatios, y el tiempo en segundos.*



*Ilustración 26: Distorsión armónica trabajando como inversor y rectificador.*

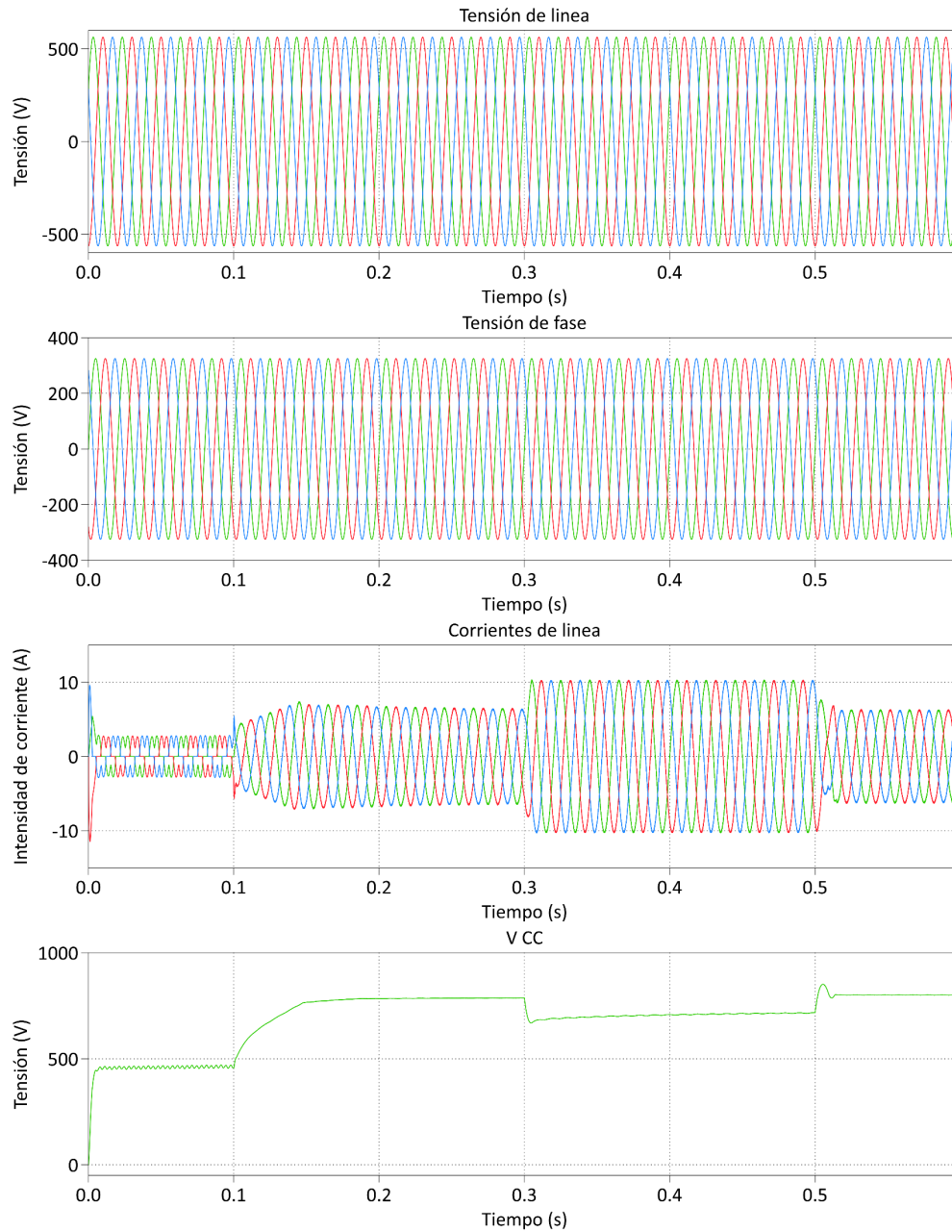


### Control de tensión del bus de continua

En esta simulación el convertidor trabajará como rectificador, de nuevo la simulación se divide en varias etapas:

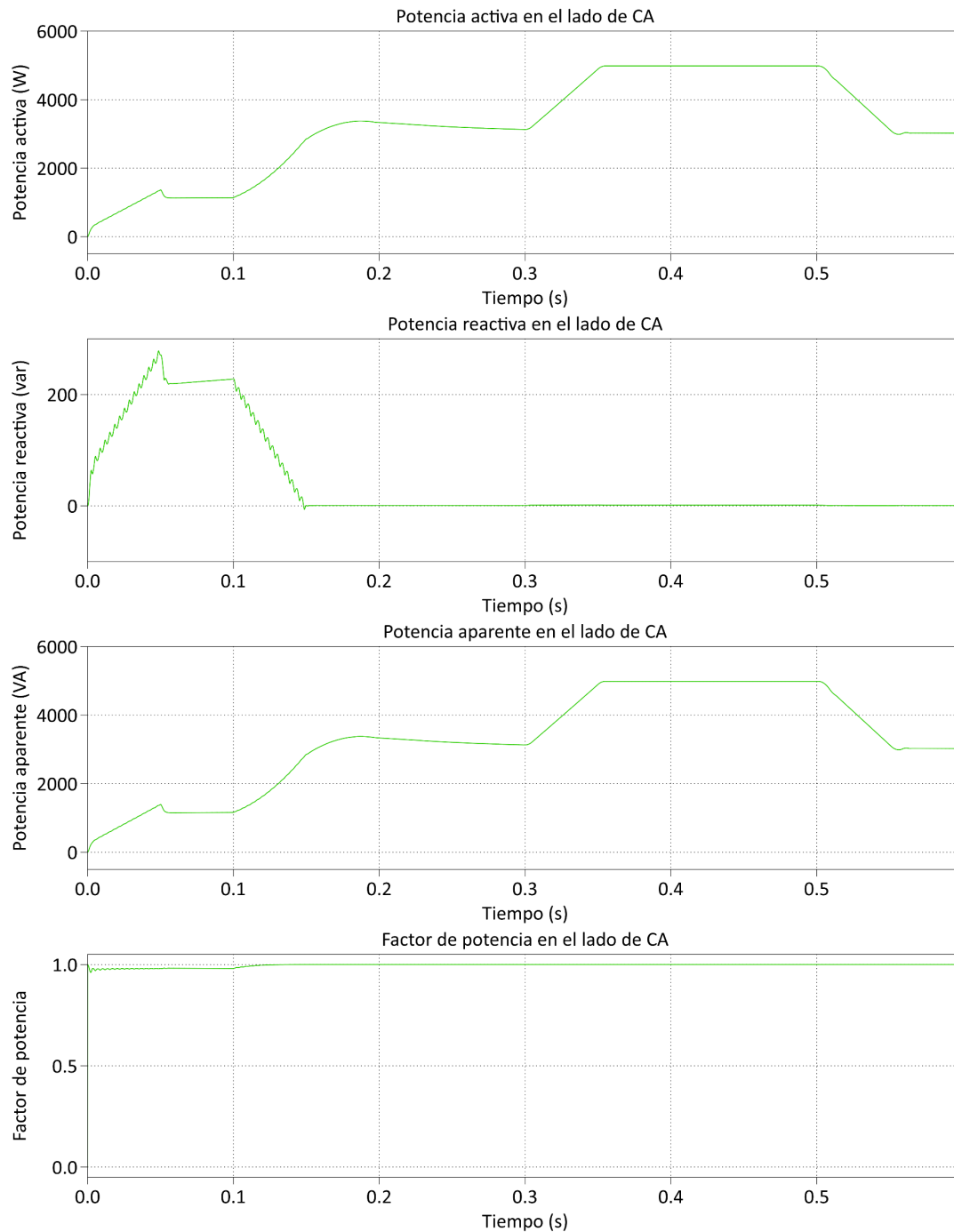
1. (0,0-0,1 s): Las conmutaciones están desactivadas y el convertidor actúa como un rectificador de diodos trifásico.
2. (0,1-0,3 s): Se activan las conmutaciones ante una resistencia de carga de  $220\ \Omega$ , con una tensión de referencia del bus de CC de 800 V.
3. (0,3-0,5 s): Se cambia la carga a la mitad,  $110\ \Omega$  y dado que la corriente máxima de referencia está limitada en el lado de AC a un pico de 10,2 A, no se alcanza la tensión objetivo.
4. (0,5-0,6 s): Se vuelve a cambiar la carga al valor original de  $220\ \Omega$ .

*Ilustración 27 Magnitudes eléctricas trabajando como rectificador controlando la tensión del lado de CC.*

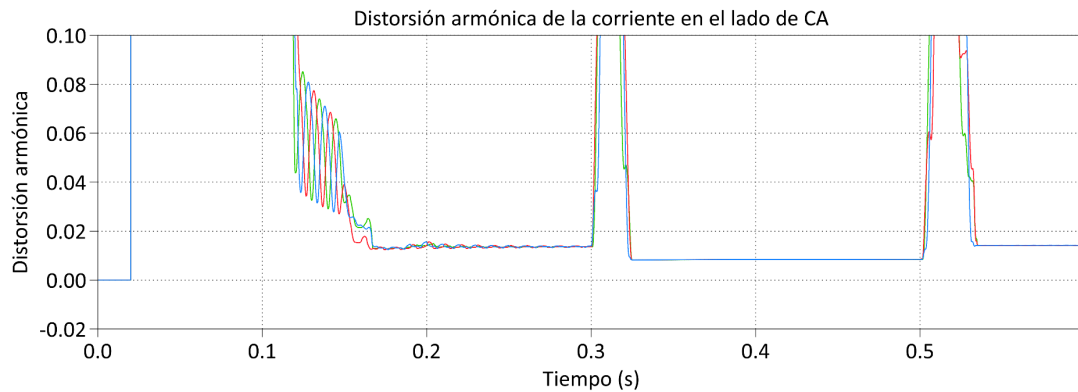




*Ilustración 28: Potencias y factor de potencia en el lado de CA trabajando como rectificador con control de tensión del lado de CC.*

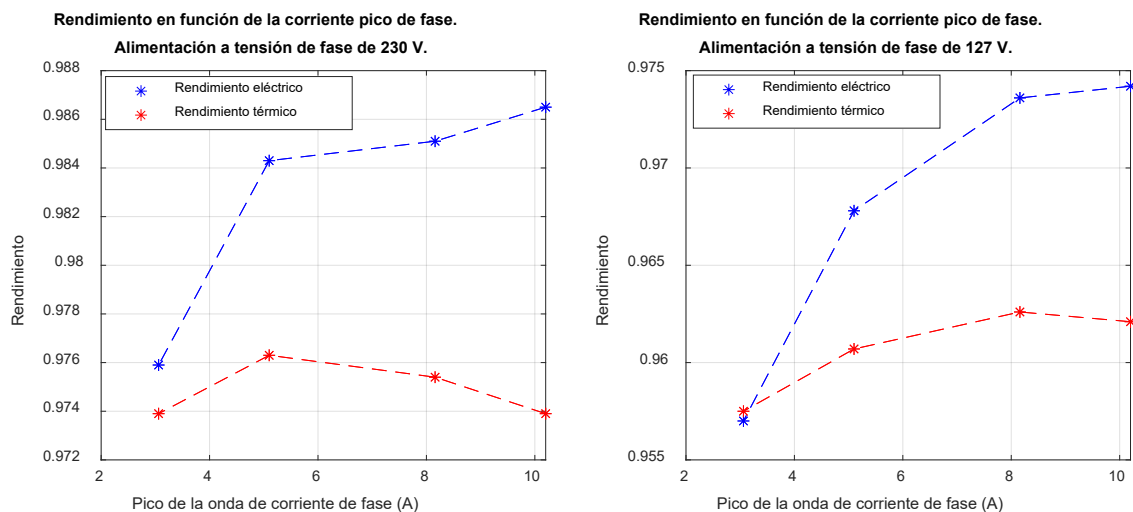


*Ilustración 29: Distorsión armónica de la corriente del lado de CA trabajando como rectificador con control de corriente.*



Resultado de todas estas simulaciones se deduce el rendimiento, este ha sido estimado de 2 formas diferentes. La primera ha realizado la relación entre las potencias eléctricas salientes y entrantes al convertidor, mientras que la segunda ha tomado la potencia de entrada y para hallar el rendimiento se entiende como pérdidas todas las disipadas como calor.

*Ilustración 30: Rendimiento obtenido en simulación como inversor y rectificador a diferentes niveles de tensión alterna y niveles de carga.*



### 3 MATERIALIZACIÓN

#### 3.1 SELECCIÓN DE COMPONENTES Y MATERIALES

##### 3.1.1 Elección de semiconductores

Con el objetivo de reducir las capacidades e inductancias parásitas se opta por buscar empaquetados de múltiples MOSFET que puedan soportar la tensión de bloqueo (800 V) y la corriente de conducción (10,2 A).

Se han estudiado los siguientes:

Referencia del fabricante	Fabricante	Topología interna	$V_{ds-max}$	$I_{ds-max}$	$R_{on}$	Pérdidas de conmutación
<b>FS45MR12W1M1_B11</b>	Infineon Technologies	Puente trifásico completo	1200 V	25 A	45 mΩ	16,4 W
<b>FF45MR12W1M1_B11</b>	Infineon Technologies	Medio puente	1200 V	25 A	45 mΩ	16,4 W
<b>BSM080D12P2C008</b>	ROHM	Medio puente	1200V	80 A	40 mΩ	36 W

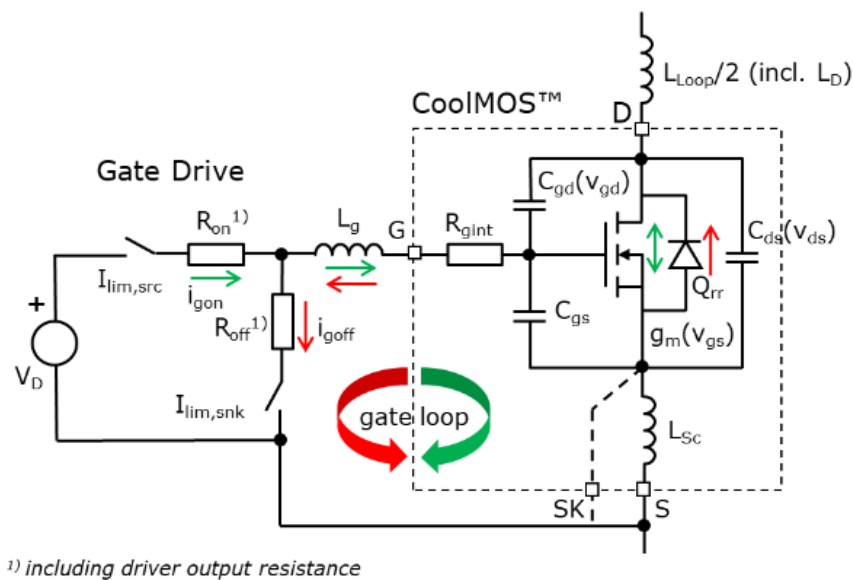
Donde  $V_{ds-max}$  es la máxima tensión que puede bloquear en V,  $I_{ds-max}$  es la máxima intensidad de corriente entre drenador y fuente en A y  $R_{on}$  es la resistencia en conducción en mΩ.

Las pérdidas de conmutación han sido obtenidas de los datos proporcionados por cada fabricante, se ha realizado la comparación en un punto común: Intensidad de corriente del drenador en conducción de 25 A, Tensión de bloqueo drenador fuente de 600 V, a una frecuencia de conmutación de 40 kHz.

De las tres alternativas, todas utilizando la tecnología de carburo de silicio, se ha optado por utilizar tres medios puentes FF45MR12W1M1\_B11 del fabricante Infineon Technologies. Los principales motivos para esta decisión han sido las menores pérdidas de conmutación y la disminución de la densidad térmica respecto al caso del empaquetado con el puente completo.

Para dirigir la conmutación se hace necesario un *driver* que sea capaz de cargar y descargar la puerta en un tiempo lo suficientemente rápido, esto añadirá una barrera adicional entre el microcontrolador y la etapa de potencia.

*Ilustración 31: Circuito equivalente del transistor y del driver. Fuente: (Zojer, 2020).*



Este cálculo obtiene la máxima corriente que se le suministra a la puerta del transistor durante una conmutación, así:

$$i_{gate} = \frac{V_{driver} - v_{gs}}{R_g}$$

Donde  $V_{gs}$  es la tensión entre la puerta y la fuente del transistor y  $R_g$  es la resistencia total de puerta, suma de la añadida a la salida del *drive*, para limitar la corriente, y la intrínseca del semiconductor. Dado que esta resistencia modifica la corriente de carga de la capacidad parásita de la puerta, modifica el tiempo de conmutación y por tanto las pérdidas. Cuanto

más lenta sea la conmutación, mayores serán las pérdidas de conmutación, pero se amortiguarán los efectos de lazos resonantes y oscilaciones indeseadas fruto de elementos parásitos.

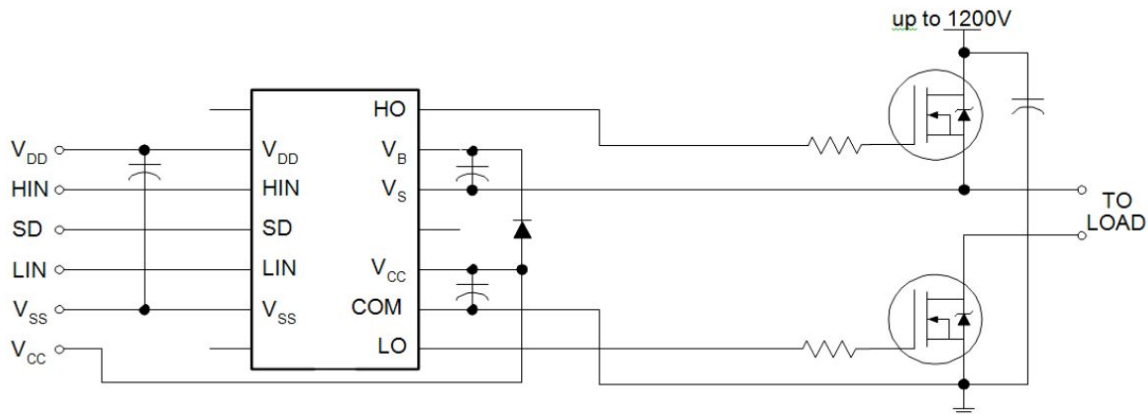
Parámetro	Valor
Tensión aplicada por el <i>driver</i> (V)	12
Resistencia de puerta externa ( $\Omega$ )	3,9
Resistencia de puerta intrínseca ( $\Omega$ )	4

Siguiendo la ecuación anterior, estos parámetros resultan en una intensidad máxima de 1,52 A.

Por todo esto se ha optado por utilizar el circuito integrado IR2213, capaz de suministrar 1,7 A y poseer una funcionalidad *bootstrap* válida hasta 1200V.

Referencia fabricante	del Fabricante	$I_{gate\ max}$	$V_{OFFSET}$
IR2213	Internacional Rectifier	1,7 A	1200 V

*Ilustración 32: Diagrama de conexiones eléctricas de la aplicación típica del IR2213.*



Para aprovechar la funcionalidad *Bootstrap*, que evita la necesidad de requerir de una fuente de tensión referida al punto medio de cada medio puente, es necesario calcular la capacidad del condensador. Esto se realiza calculando la capacidad equivalente de la puerta del transistor a partir de su carga.

$$C_g = \frac{Q_g}{V_g} \quad (22)$$

A esta se aplica un margen de seguridad.

$$C_{Bootstrap} \geq 10 \cdot C_g \quad (23)$$

Así, con una tensión de puerta fuente de 12 V y una carga de puerta de 0,062  $\mu\text{C}$  se obtiene una capacidad mínima de 51,67 nF.

### Aislamiento de drivers

Dado que los drivers elegidos no presentan aislamiento entre las entradas lógicas y la parte de potencia, se incluye aislamiento por medio de optoacopladores que separen el microcontrolador de la parte de potencia. Para ello se requieren seis canales y se opta por 3 TLP 2662 fabricados por Toshiba.

Referencia del fabricante	Fabricante	Número de canales	Tensión de alimentación	Corriente de alimentación activa	de Tiempo de retraso
<b>TLP2662</b>	Toshiba	2	5 V	6 mA	27 ns

Dado que este optoacoplador invierte las señales de estado, para devolver estas a su estado original se instala una puerta NOT de 6 canales fabricada por Texas Instruments, SN74AS1004AN.

Referencia del fabricante	Fabricante	Número de canales	Tensión de alimentación	Corriente capaz de suministrar	de Tiempo de retraso
<b>SN74AS1004AN</b>	Texas Instruments	6	5 V	48 mA	1 ns

### 3.1.2 Elección de condensadores para el lado de CC

Siguiendo las condiciones calculadas anteriormente, se ha optado por un banco de condensadores en configuración 2S2P, es decir, dos ramas en paralelo de dos condensadores en serie. Esto se hace para poder disminuir los requisitos de corriente y tensión a la mitad. Así se han escogido 4 condensadores ALC70A101CC630 fabricados por KEMET.

Referencia del fabricante	Fabricante	Corriente admisible	Tensión admisible	Capacidad
<b>ALC70A101CC630</b>	KEMET	2,65 A a 10 kHz	630 V	100 $\mu$ F

### 3.1.3 Elección de inductancias del lado de CA

Para el filtro del lado trifásico, se han escogido 3 bobinas C-59U del fabricante Triad Magnetics. Estas han sido escogidas por la gran inductancia que presentan, y por tanto su alta capacidad de filtrado, lo que redundará en una baja distorsión armónica.

Referencia del fabricante	Fabricante	Corriente admisible	Tensión admisible	Inductancia
<b>C-59U</b>	Triad Magnetics	10 A	630 V	10 mH

### 3.1.4 Elección del microcontrolador

Todo el inversor estará controlado por un microcontrolador, por ello su elección es importante; especialmente si se tiene en cuenta que el código será generado por una herramienta automática desde los entornos de Simulink y PLECS. Dado que este digitalizará las señales procedentes de la sensórica deberá de poseer múltiples convertidores analógico-digitales, entradas y salidas digitales que permitan la interacción humana con el dispositivo y salidas capaces de generar una señal PWM, modulación por ancho de pulso, de alta frecuencia. Además de todos estos requisitos de entradas y salidas, ha de ser lo suficientemente rápida y disponer de la memoria necesaria para la ejecución del lazo de control.

Basándonos en todo esto se opta por LAUNCHXL-F28379D, fabricado por Texas Instruments. Este microcontrolador se encuentra en un formato de placa de desarrollo que permite una fácil interacción física con el mismo. Sus principales características de interés son:



<b>Nº de LEDs programables</b>	2
<b>Módulos capaces de generar señales PWM complementarias</b>	6
<b>Convertidores analógico-digitales independientes (con posibilidad de multiplexación)</b>	4
<b>Número de contactos conectados a convertidores analógico-digitales</b>	24
<b>Nº de núcleos</b>	2 a 200 MHz
<b>Memoria RAM</b>	204 kB

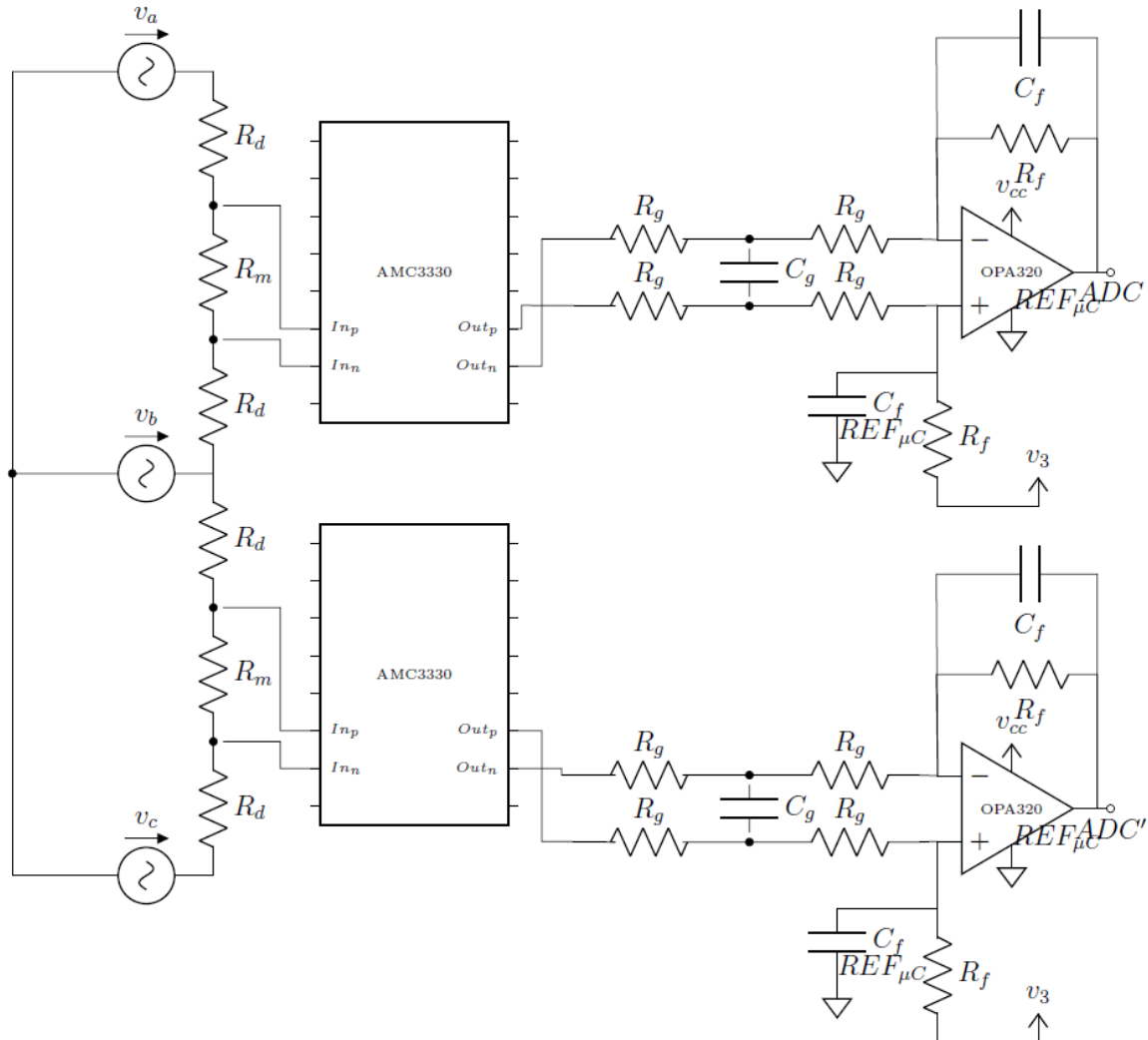
### 3.1.5 Sensórica

#### Tensión de línea

A partir de la toma de medidas de 2 tensiones de línea a línea, se pretende determinar las tensiones de fase, esto se hace así por 2 motivos principales: Disminuir la complejidad de la sensórica y no tener acceso al neutro del lado de CA.

Para realizar estas medidas se ha decidido no utilizar una solución comercial integrada y realizar una medida diferencial según el siguiente esquema:

Ilustración 33: Esquema explicativo sobre el sensado de la tensión de línea. ADC y ADC' representan diferentes canales de conversión analógica digital del microcontrolador.



Para materializar el esquema se ha optado por un AMC3330 como amplificador aislado de instrumentación y un OPA320 como amplificador operacional, ambos de Texas Instruments.

El primero de ellos se ha elegido por poseer una gran impedancia de entrada, lo que posibilita su uso con un divisor de tensiones de gran magnitud y por ofrecer una medida diferencial. El

segundo de ellos tiene como principales ventajas un gran rechazo de modo común, capacidad de salida entre railes y alto *slew rate*<sup>1</sup>.

Referencia del fabricante	Fabricante	Dispositivo
<b>AMC 3330</b>	Texas Instruments	Amplificador aislado
<b>OPA320</b>	Texas Instruments	Amplificador operacional

En este se puede apreciar como el divisor de tensión entre las fases lleva la diferencia de potencial entre ambas de 565,69 V a 1 V. Tras pasar por el amplificador aislado AMC3330 se obtiene una medida diferencial con una amplitud de 2 V. Esta será tratada para convertirla a una onda que se encuentre en el intervalo de los convertidores analógico-digitales del microcontrolador (0-3,3 V). Para ello se emplea un amplificador diferencial basado en el amplificador operacional OPA320.

### Corrientes de línea

Se ha elegido utilizar sensores de efecto Hall con alimentación unipolar (Krishna S & Abraham, 2014) (Ramsden, 2006) comerciales del fabricante LEM USA, en concreto el HASS 50-S, con una corriente máxima de 50 A.

Referencia del fabricante	Fabricante	Corriente nominal	Tensión de alimentación
<b>HASS-50</b>	LEM USA	50 A	+5 V

<sup>1</sup> Se define como la máxima variación de tensión en un punto de un circuito por unidad de tiempo, medida en V/s. También es aplicable a corrientes, siendo la máxima variación de la corriente en la rama de un circuito por unidad de tiempo, medido en A/s.

El principal motivo para decantarse por éste es su intervalo de salida, definido como:

$$U_{out} = 2,5 \pm (0,625 \cdot \frac{I}{50})$$

Esto significa que la salida puede variar entre 1,875 V y 3,125 V, lo que entra dentro del intervalo de los convertidores analógico-digitales del microcontrolador (0-3,3 V). Sin embargo, para aprovechar mejor la resolución dentro de este intervalo y disminuir la influencia del ruido, esta medida pasará por una etapa amplificadora antes de ser digitalizada.

#### Tensión del bus de CC

En este caso se toma una medida diferencial a través de un divisor de tensión que será aislada, amplificada y adecuada para su digitalización en el microcontrolador de forma similar al caso de las tensiones de línea.

#### 3.1.6 Placa de circuito impreso de potencia

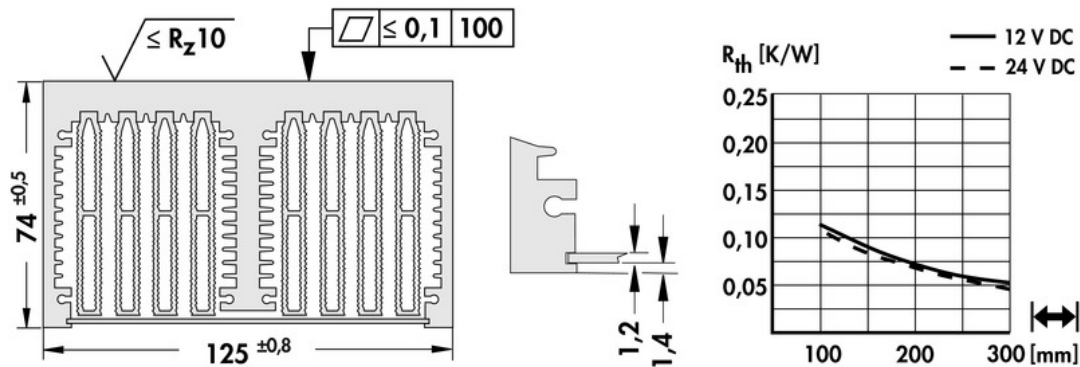
Con el objetivo de la minimización de los elementos parásitos se ha realizado una placa de circuito impreso que albergará todos los componentes de potencia excepto las bobinas, debido a sus elevadas exigencias mecánicas. Esta resulta en una placa de dos capas con espesor de cobre de 70 µm de dimensiones 178 x 135 mm.

#### 3.1.7 Diseño térmico

Dado que las pérdidas térmicas producidas en los semiconductores son muy superiores a lo que puede disipar al aire el propio empaquetado. Por esto se hace necesario un disipador, para su elección se han de tomar en cuenta las dimensiones físicas de cada empaquetado y su número, además de la potencia que será capaz de disipar. Teniendo en cuenta todo esto y que este actuará como parte estructural del prototipo, soportando la placa de circuito impreso de potencia, se ha optado por el LA 7 150 12 fabricado por Fischer Elektronik.

Este es un conjunto de disipador con ventiladores axiales, alimentados a 12 V de dimensiones 125x150x74, siendo suficientemente grande como para poder apoyar los tres módulos de semiconductores de dimensiones 33x62,8 mm.

Ilustración 34: Vista en alzado de una sección transversal del disipador y gráfica que expresa la resistencia térmica (K/W) en función de la longitud y el modelo de ventiladores utilizados. Fuente: (Fischer Elektronik, 2021).



Adicionalmente a la resistencia térmica ofrecida por el disipador, se habrá de tener en cuenta la ofrecida por el propio empaquetado de los semiconductores y el material de interfaz térmica. La primera de estas es de 1,54 K/W de acuerdo con la hoja de características de los módulos (Infineon Technologies). Para la segunda se ha optado por un papel conductor térmico, aislante eléctrico adhesivo por ambas caras fabricado por Fischer Elektronik, WLFT 404. La resistencia térmica ofrecida por este es de  $3,7 \text{ }^{\circ}\text{C cm}^2/\text{W}$ .

De la resistencia térmica obtenida con una longitud de 150 mm, se puede inferir por esta expresión el aumento de temperatura sobre ambiente de este, para comprobar que este no sea excesivo.

$$Q = \frac{\Delta T}{R_{T\acute{e}rmica}} = \frac{T_{disipador} - T_{ambiente}}{R_{T\acute{e}rmica}} \quad (24)$$

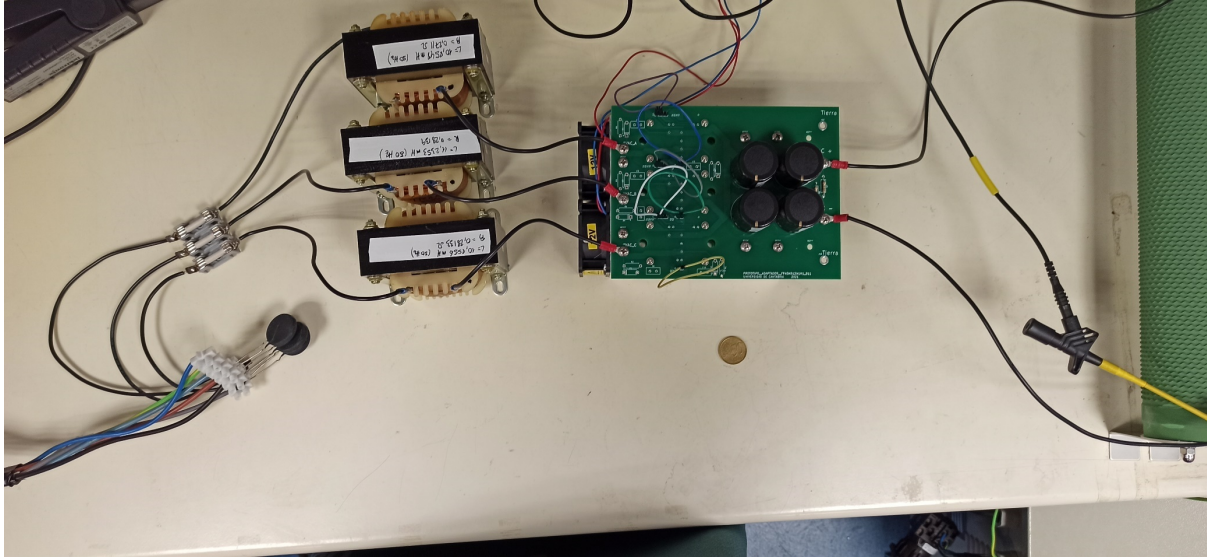
Donde, Q es el calor medido en W,  $R_{T\acute{e}rmica}$  es la resistencia térmica medido en K/W ofrecida por el disipador al ambiente.

Siguiendo una expresión análoga a la anterior, es posible estimar el incremento de temperatura de los semiconductores.

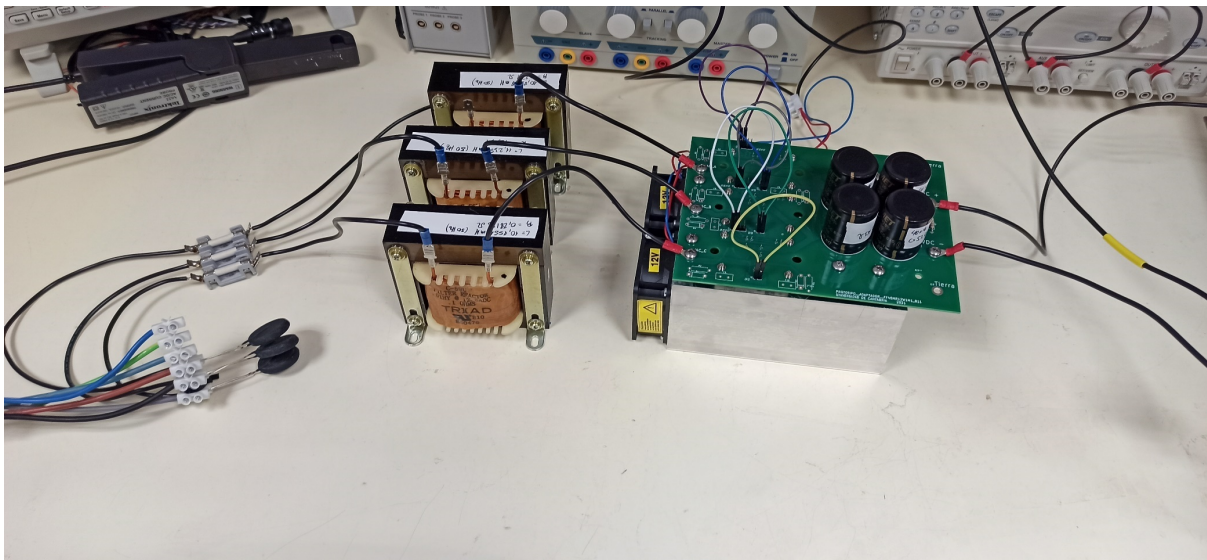
Resistencia térmica del disipador (K/W)	0,09
Resistencia térmica interna del empaquetado (por MOSFET) (K/W)	1,54
Resistencia térmica del material de interfaz térmica (K/W)	0,31
Calor para disipar total (W)	71,58
Incremento de temperatura del disipador sobre ambiente (K)	6,44
Incremento de la temperatura de los semiconductores sobre ambiente (K)	32,21

### 3.2 MONTAJE

*Ilustración 35: Vista desde arriba del prototipo. A la izquierda la alimentación trifásica, Resistores NTC y fusibles; en el centro Bobinas de filtrado y a la derecha el módulo de semiconductores y condensadores de continua.*

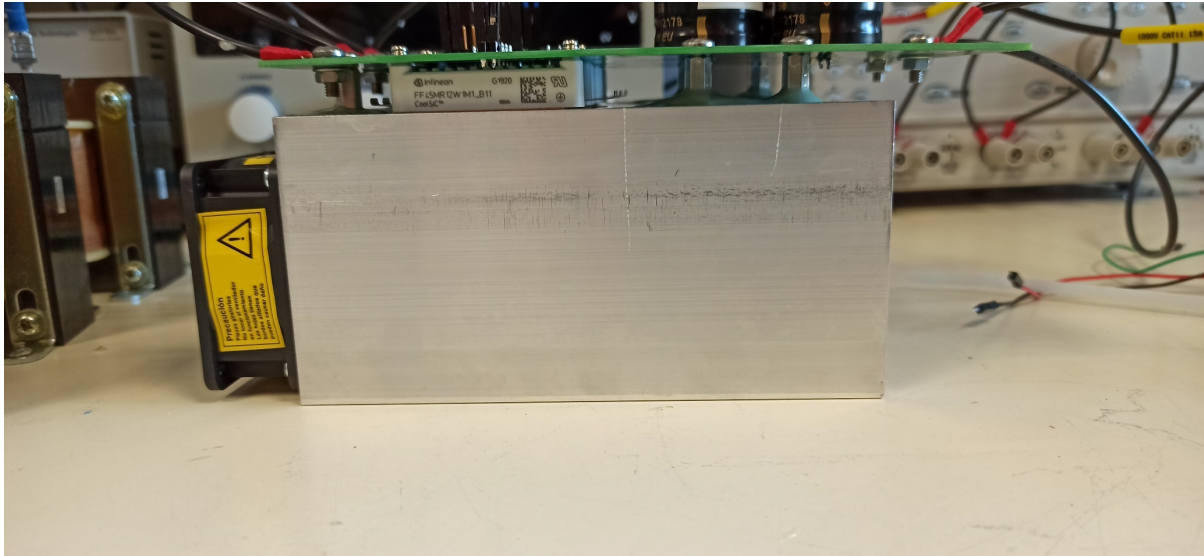


*Ilustración 36: Vista en perspectiva del prototipo.*





*Ilustración 37: Vista en alzado del montaje de semiconductores, condensadores del bus de continua, disipador y placa de circuito impreso de potencia.*



### 3.3 PROTOCOLO DE PRUEBAS

Primeramente, se realizarán pruebas a cada etapa por separado para determinar si estas se encuentran correctamente construidas y cumplen las especificaciones. Para la sensórica se realizarán pruebas a sus valores nominales, excepto en el caso de la tensión del lado de corriente continua, que por limitaciones de equipo se ha prueba a una tensión de 400 V.

La prueba como inversor, se lleva a cabo a menor tensión de la nominal. El montaje estará alimentado en el lado de CC por un rectificador de diodos trifásico conectado a la una fuente de tensión trifásica. El lado de CA se encuentra unido a una carga resistiva, cuya resistencia por fase será de  $47 \Omega$ . La tensión del bus de CC será de 311 V y se inyectará una potencia a la carga de 370 W.

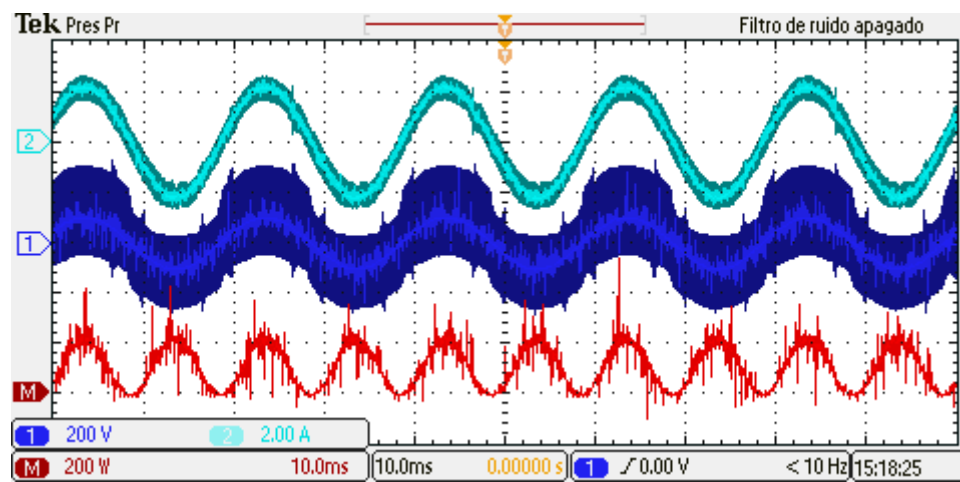


### 3.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

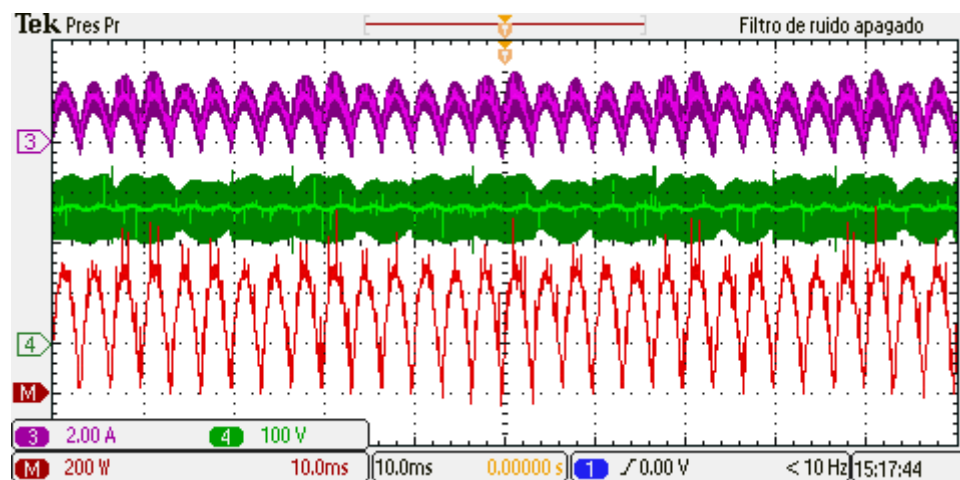
#### 3.4.1 Inversor en lazo abierto con una referencia síncrona

Para invertir en lazo abierto sobre una carga resistiva conectada en estrella de valor  $47 \Omega$ , el ciclo de trabajo se obtiene a partir de una referencia sincronizada con la red a través del PLL integrado en el microcontrolador. Se busca inyectar a la carga una corriente de fase en el lado de alterna de 2,3 A de pico, una potencia de 370W.

*Ilustración 38: En azul oscuro, la tensión de una fase de la carga; en cian, la corriente de fase de la carga; en rojo, la potencia para la misma fase de la carga trifásica.*



*Ilustración 39: En verde, la tensión del bus de corriente continua; en morado, la corriente de entrada al convertidor desde el bus de continua; en rojo la potencia consumida del bus de continua.*



Potencia de entrada media (W)	383,54
Potencia de salida media (W)	366,53
Rendimiento	95,56 %

## 4 BIBLIOGRAFÍA

Azcondo, F. J. (2021). Single and three-phase rectifiers. Review of topologies and control.

Carlsson, A. (1998). The Back-to-back converter. Lund, Lund, Suecia: Department of Industrial Electrical Engineering and Automation. Lund Institute of Technology.

Corrandini, L., Maksimovic, D., Mattavelli, P., & Zane, R. (2015). *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. Hoboken: Wiley.

Fischer Elektronik . (12 de 08 de 2021). *Cooling aggregates with axial fan. Fischer Elektronik* .  
Obtenido de  
[https://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/D04/Cooling%20aggregates%20with%20axial%20fan/VA/LA715012/index.xhtmll](https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/D04/Cooling%20aggregates%20with%20axial%20fan/VA/LA715012/index.xhtmll)

Hart, D. W. (2001). *Electrónica de potencia*. Madrid: Pearson.

Infineon Technologies. (s.f.). FF45MR12W1M1\_B11.

Jabbar Mnati, M., Kadhim Abed, J., Bozalakov, D. V., & Van den Bossche, A. (2018). Analytical and Calculation DC-Link Capacitor of a Three-Phase Grid-Tien Photovoltaic Inverter. *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, 1-6.

Krishna S, A., & Abraham, L. (2014). Analysis of Different Hall Effect Current Sensors for Space. *International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology*, 380-386.

MathWorks. (19 de 08 de 2021). *Perform transformation from three-phase (abc) signal to dq0 rotating reference frame or the inverse*. Obtenido de

[https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/abctodq0dq0toabc.html?s\\_tid=doc\\_ta](https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/abctodq0dq0toabc.html?s_tid=doc_ta)

Meersman, B., Renders, B., Degroote, L., Vandoorn, T., De Kooning, J., & Vandeveld, L. (18 de Abril de 2010). Overview of three-phase inverter topologies for distributed generation purposes. Gante, Bélgica.

Ramsden, E. (2006). *Hall-Effect Sensors. Theory and Application*. Oxford: Elsevier.

Rowell, D. (19 de 08 de 2021). *MIT OpenCourseWare*. Obtenido de [https://ocw.mit.edu/courses/mechanical-engineering/2-161-signal-processing-continuous-and-discrete-fall-2008/lecture-notes/lecture\\_19.pdf](https://ocw.mit.edu/courses/mechanical-engineering/2-161-signal-processing-continuous-and-discrete-fall-2008/lecture-notes/lecture_19.pdf)

Zoer, B. (2020). *CoolMOS™ gate drive and switching dynamics*. Infineon.

## DOCUMENTO 2: ANEXOS

## ÍNDICE DE LOS ANEXOS

CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN SEMICONDUCTORES	66
CÁLCULO DE SENSADO DE TENSIÓN DE LÍNEA	69
CÁLCULOS DEL SENSADO DE TENSIÓN DEL BUS DE CONTINUA	73
VERIFICACIÓN DE FUNCIONAMINTO	77
Sensado de tensión de línea	77
Sensado de la tensión del bus de CC	78

## 1 CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN SEMICONDUCTORES

Las pérdidas en forma de calor son una de las principales limitaciones a la hora de aumentar la frecuencia de conmutación de los dispositivos y la densidad de potencia de los convertidores.

Los dos tipos de pérdidas tenidos en cuenta son las pérdidas en conducción, y las pérdidas de conmutación, que ocurren cada vez que el semiconductor cambia de estado.

### Pérdidas por conducción

Estas son las derivadas por el efecto Joule y vienen definidas por la siguiente expresión:

$$P_{Conducción} = R \cdot I^2 \quad (25)$$

Si se conoce la resistencia de conducción de los semiconductores y el valor eficaz de la corriente que circula por estos, se pueden obtener fácilmente las pérdidas por este efecto.

Resistencia en conducción (mΩ)	59
Valor eficaz de la corriente (A)	5,10
Pérdidas por conducción (W)	1,53

### Pérdidas por conmutación

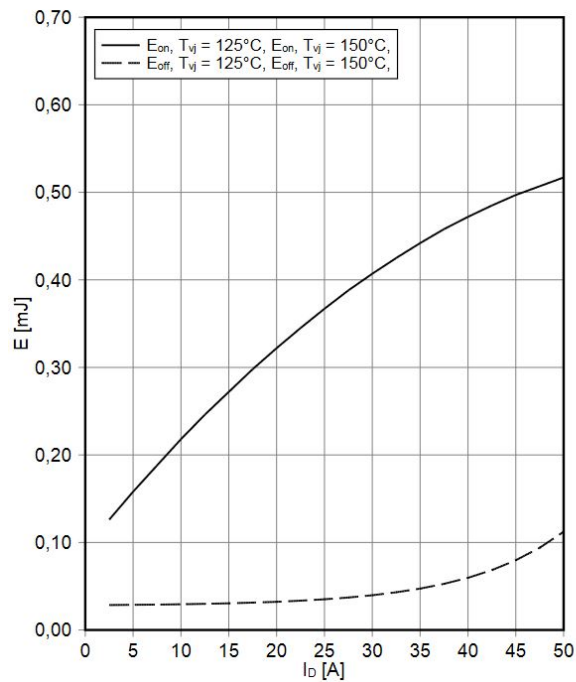
El cálculo teórico a partir de los parámetros de los semiconductores puede resultar complejo e inexacto en comparación con el que resulta de utilizar las gráficas proporcionadas por el fabricante.

Ilustración 40: Gráficas que detallan la energía perdida por conmutación para el modelo de semiconductor elegido. Fuente: (Infineon Technologies).

**Schaltverluste MOSFET (typisch)**  
**switching losses MOSFET (typical)**

$E_{on} = f(I_D)$ ,  $E_{off} = f(I_D)$

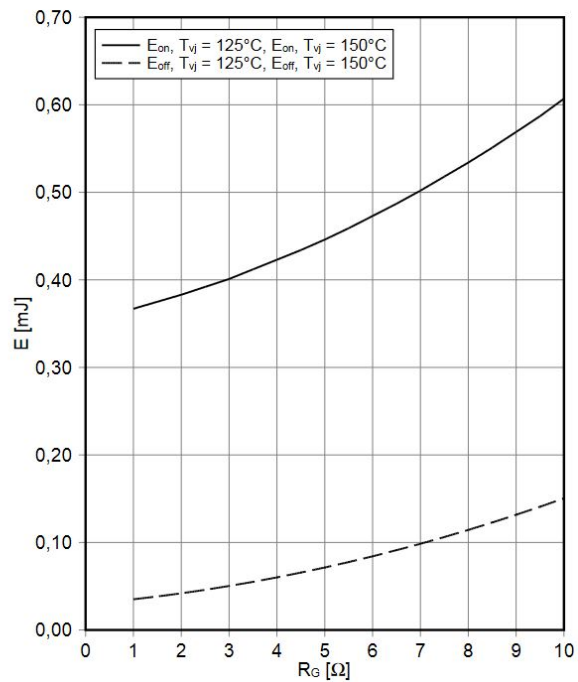
$V_{GS} = -5 \text{ V} / 15 \text{ V}$ ,  $R_{Gon} = 1 \Omega$ ,  $R_{Goff} = 1 \Omega$ ,  $V_{DS} = 600 \text{ V}$



**Schaltverluste MOSFET (typisch)**  
**switching losses MOSFET (typical)**

$E_{on} = f(R_G)$ ,  $E_{off} = f(R_G)$

$V_{GS} = -5 \text{ V} / 15 \text{ V}$ ,  $I_D = 25 \text{ A}$ ,  $V_{DS} = 600 \text{ V}$

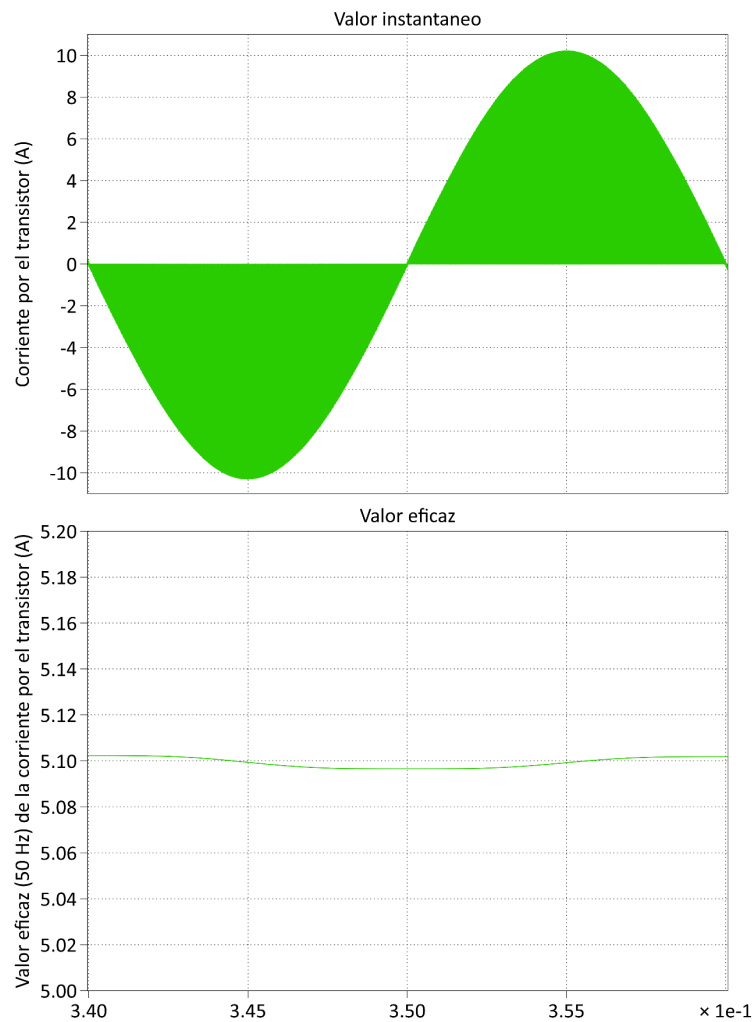


Con la información representada se estiman unas pérdidas de:

	Energía disipada por conmutación (mJ)	Pérdidas de conmutación, $f_{\text{Conmutación}}=40 \text{ kHz}$ (W)
Abierto a cerrado	0,2	8
Cerrado a abierto	0,06	2,4
Total	0,26	10,4

Si se suman ambos tipos de pérdidas se obtienen 11,93 W de pérdidas por cada semiconductor, que si se suponen iguales en todos los semiconductores se traducen en 71,58 W totales de disipación en forma de calor.

*Ilustración 41: Corriente que circula por un transistor a potencia nominal; arriba el valor instantáneo de la corriente; abajo el valor eficaz a 50 Hz.*



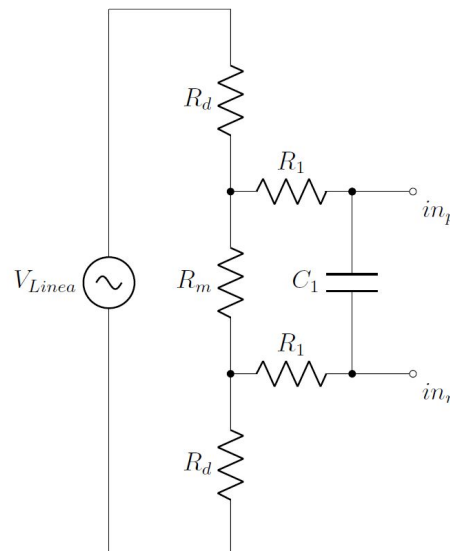


## 2 CÁLCULOS DEL SENSADO DE TENSIÓN DE LÍNEA

El sensado de la tensión de línea se realiza con un divisor de tensiones, un amplificador de precisión y un amplificador operacional. El objeto de este circuito es realizar una medida en el intervalo (0, 3,3) V, admitidos por el microcontrolador, de la tensión de línea a línea de 565,69 V.

La primera etapa es un divisor de tensión:

*Ilustración 42: Esquema del divisor de tensiones usado para la medida de tensiones de línea.*



Sabiendo que la caída de tensión producida en la resistencia de medida, de forma aproximada, se corresponde con:

$$V_{R_m} = \frac{V_{Línea}}{2R_d + R_m} \cdot R_m \quad (26)$$

Esta medida se filtra posteriormente con una red RC que sigue la siguiente expresión:

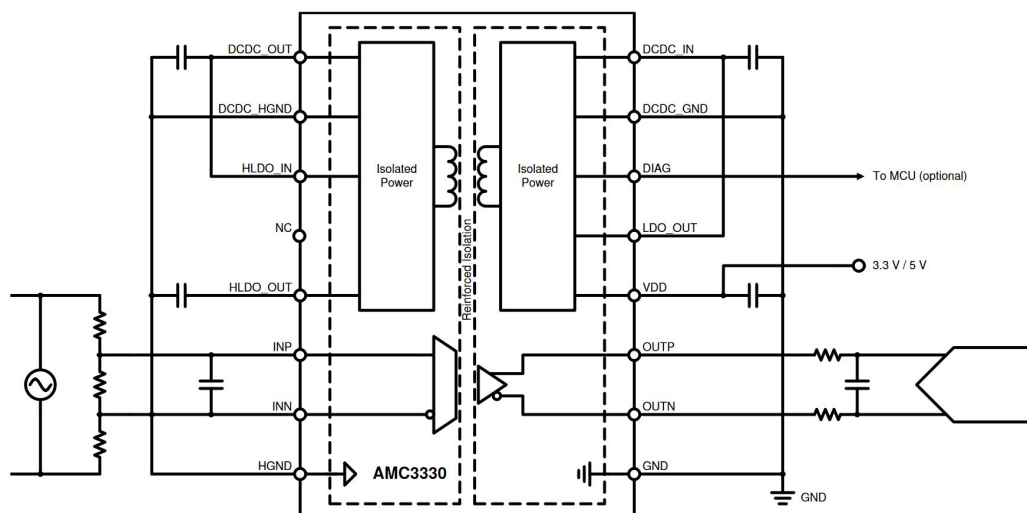
$$G_{filtro}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\frac{1}{2 R_1 C_1}}\right)} \quad (27)$$

Siguiendo esta expresión se calculan los componentes pasivos del filtro para una frecuencia central cercana a la mitad de la frecuencia de conmutación. Teniendo en cuenta todo esto se llega a:

$R_d$ (M $\Omega$ )	4
$R_m$ (k $\Omega$ )	12
$R_1$ ( $\Omega$ )	430
$C_1$ (nF)	10
Frecuencia de corte del filtro paso bajo (kHz)	19
Amplitud de la caída de tensión en la resistencia de medida (V)	0,85

Tras esta red se conecta los terminales a las entradas INP e INN del amplificador de precisión AMC 3330, fabricado por Texas Instruments.

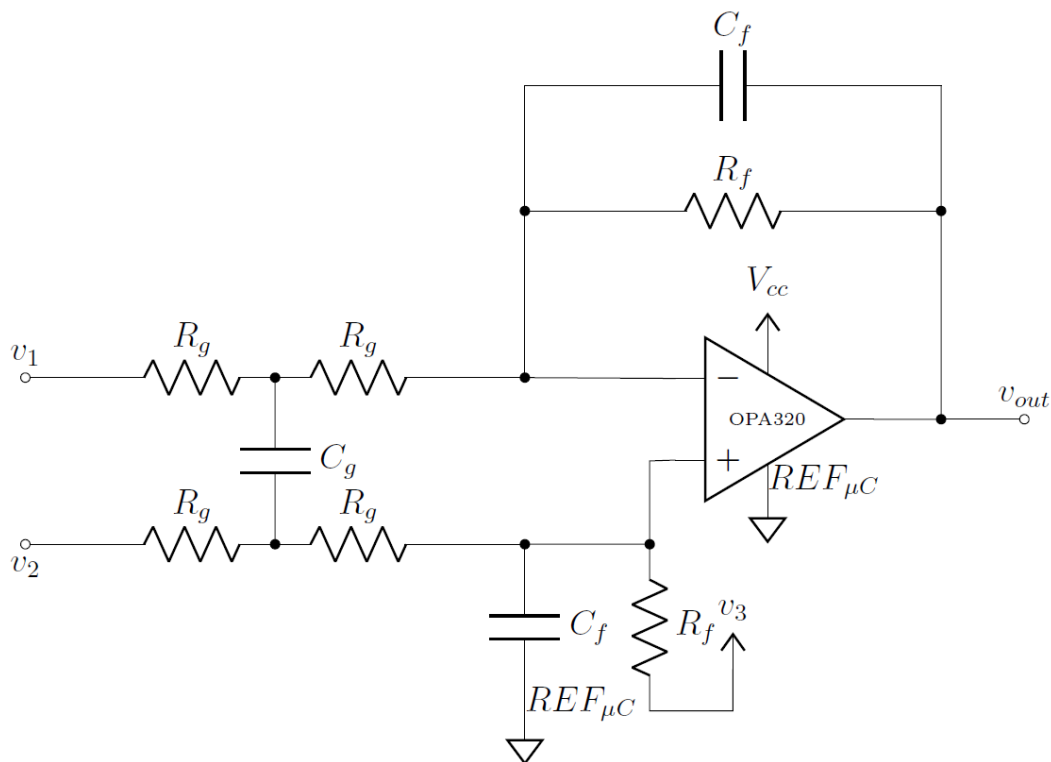
*Ilustración 43: Esquemas de conexiones eléctricas propuestas por el fabricante para el AMC3330. Fuente: Texas Instruments.*



Según la hoja de características del fabricante, este amplificador demuestra una ganancia en tensión fija de 2, llevando la amplitud de 0,85 a la entrada a 1,7 V.

Dado que la salida de este amplificador es una salida diferencial, esta habrá de ser transformada mediante un amplificador diferencial, construido alrededor del amplificador operacional OPA320, fabricado por Texas Instruments, para poder ser digitalizada por el microcontrolador. La salida OUTP de la etapa anterior se conectará a  $v_2$ , mientras que la salida OUTN estará unida con  $v_1$ .

*Ilustración 44: Esquema del amplificador implementado alrededor del OPA320.*



Si se desprecian los efectos capacitivos, la ganancia del amplificador a baja frecuencia se puede expresar como:

$$v_{out} = \frac{R_f}{2R_g} \cdot (v_2 - v_1) + v_3 \quad (28)$$

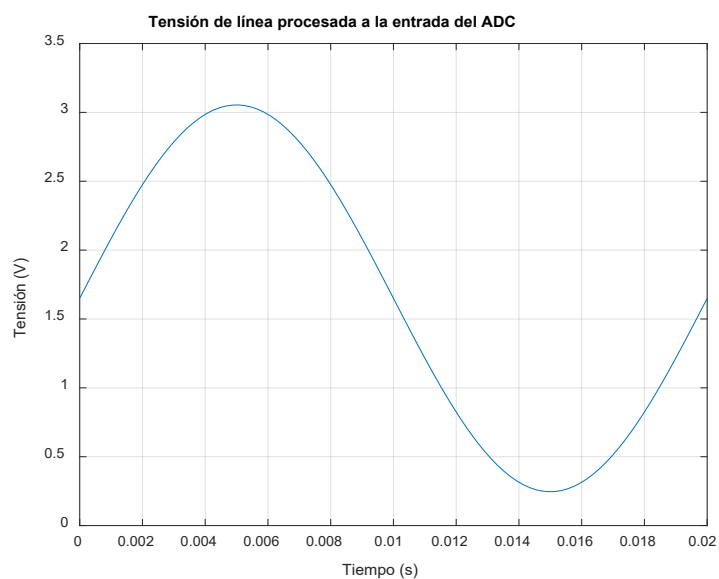
Sabiendo que la amplitud, tanto de  $v_1$  como de  $v_2$  es de 1,7 V, la amplitud de pico a pico de la diferencia podría llegar a 3,4 V; además esta se encuentra centrada en 0V con respecto a

$REF_{\mu C}$ . El objetivo de este amplificador es escalar y desplazar esta señal hasta que sea compatible con el microcontrolador.

$R_g$ (k $\Omega$ )	4,12
$R_f$ (k $\Omega$ )	6,81
$C_g$ (pF)	820
$C_f$ (nF)	1,2
$V_3$ (V)	1,65
Ganancia a bajas frecuencias	0,826
Frecuencia de corte del filtro formado por $R_f$ y $C_f$ (kHz)	21,46
Frecuencia de corte del filtro formado por $R_g$ y $C_g$ (kHz)	23,55

Todo esto resulta en una onda a la entrada del ADC de la forma:

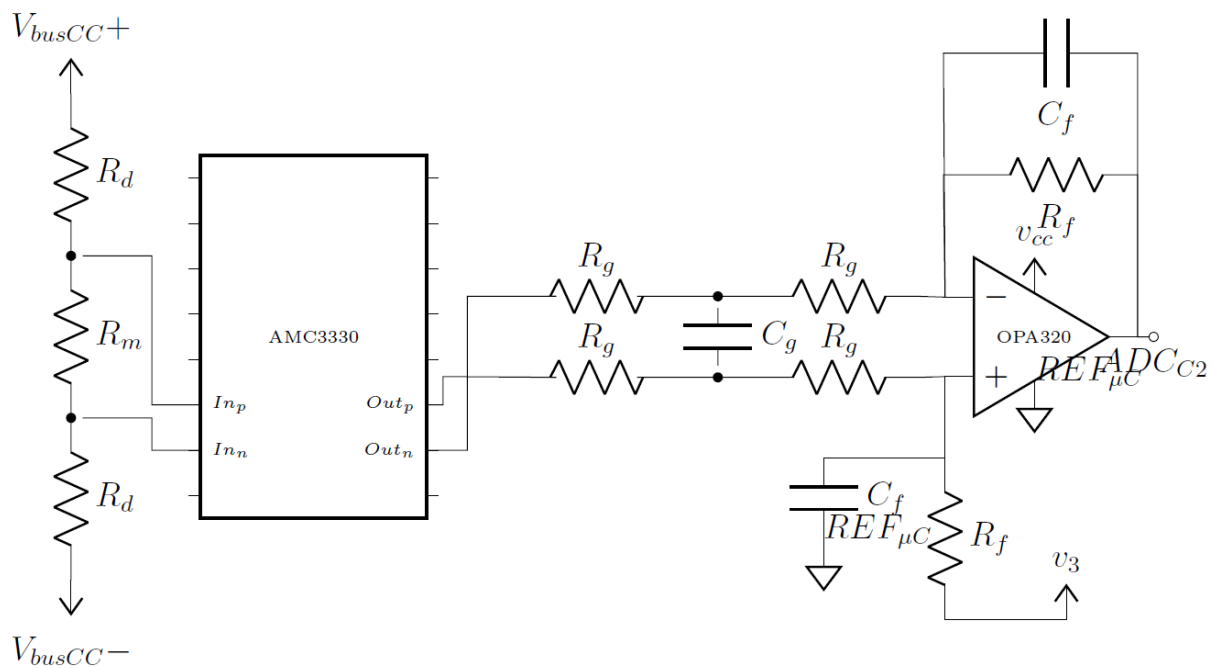
*Ilustración 45: Tensión esperada a la entrada del convertidor analógico-digital del microcontrolador para una tensión de línea nominal.*



### 3 CÁLCULOS DEL SENSADO DE Tensión DEL BUS DE CONTINUA

Para el sensado de la tensión del lado de corriente continua, se realiza un circuito análogo al utilizado para la medida de la tensión de línea. El motivo es incorporar aislamiento entre la etapa de potencia y la de control, a la vez que se minimiza el ruido en la medida.

Ilustración 46: Esquema del circuito utilizado para medir la tensión en el bus de CC.



$R_d$ (M $\Omega$ )	8,2
$R_m$ (k $\Omega$ )	15
$R_1$ ( $\Omega$ )	330
$C_1$ (nF)	10
Frecuencia de corte del filtro paso bajo (kHz)	24,1
Amplitud de la caída de tensión en la resistencia de medida para una tensión del bus de CC de 1000 V (V)	0,91

<b><math>R_g</math> (k<math>\Omega</math>)</b>	3,3
<b><math>R_f</math> (k<math>\Omega</math>)</b>	10
<b><math>C_g</math> (nF)</b>	1,2
<b><math>C_f</math> (nF)</b>	0,82
<b><math>V_3</math> (Respecto de <math>REF_{\mu C}</math>) (V)</b>	0
<b>Ganancia a bajas frecuencias</b>	1,51
<b>Frecuencia de corte del filtro formado por <math>R_f</math> y <math>C_f</math> (kHz)</b>	19,4
<b>Frecuencia de corte del filtro formado por <math>R_g</math> y <math>C_g</math> (kHz)</b>	20,1

## 4 ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE CORRIENTES DE FASE

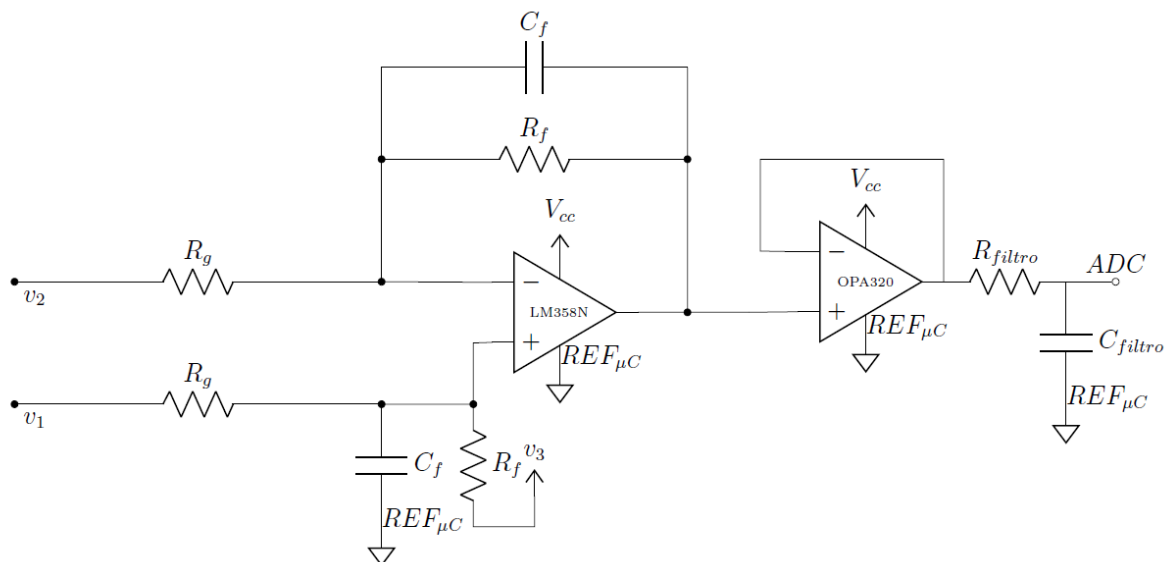
Estableciendo como intervalo de sensado nominal una corriente desde 0 hasta 15 A de pico en el lado de CA, los transductores ofrecen una señal según la expresión:

$$U = 2,5 + 0,625 \cdot \frac{I}{50} \quad (29)$$

Donde  $I$  es el valor de la intensidad de corriente por la fase. Esto daría como resultado una onda de amplitud de 18 mV. Dado que el intervalo de digitalización del microcontrolador es de 0 a 3,3 V se hace necesario disminuir la componente de continua hasta 1,65 V y amplificar la alterna.

Para esto se ha realizado un amplificador basado en la topología de amplificador diferenciador:

*Ilustración 47: Esquema para el acondicionamiento de señal de las corrientes de fase. El terminal  $v_2$  se encuentra conectado a la referencia y es el terminal  $v_1$  el conectado al transductor.*



$R_g$ (k $\Omega$ )	6,81
$R_f$ (k $\Omega$ )	47
$C_f$ (pF)	180
$V_3$ (Respecto de $REF_{\mu C}$ ) (V)	0
$V_2$ (V)	2,25
$R_{\text{filtro}}$ ( $\Omega$ )	22
$C_{\text{filtro}}$ (pF)	330
Ganancia a bajas frecuencias	6,90
Frecuencia de corte del filtro formado por $R_f$ y $C_f$ (kHz)	18,81

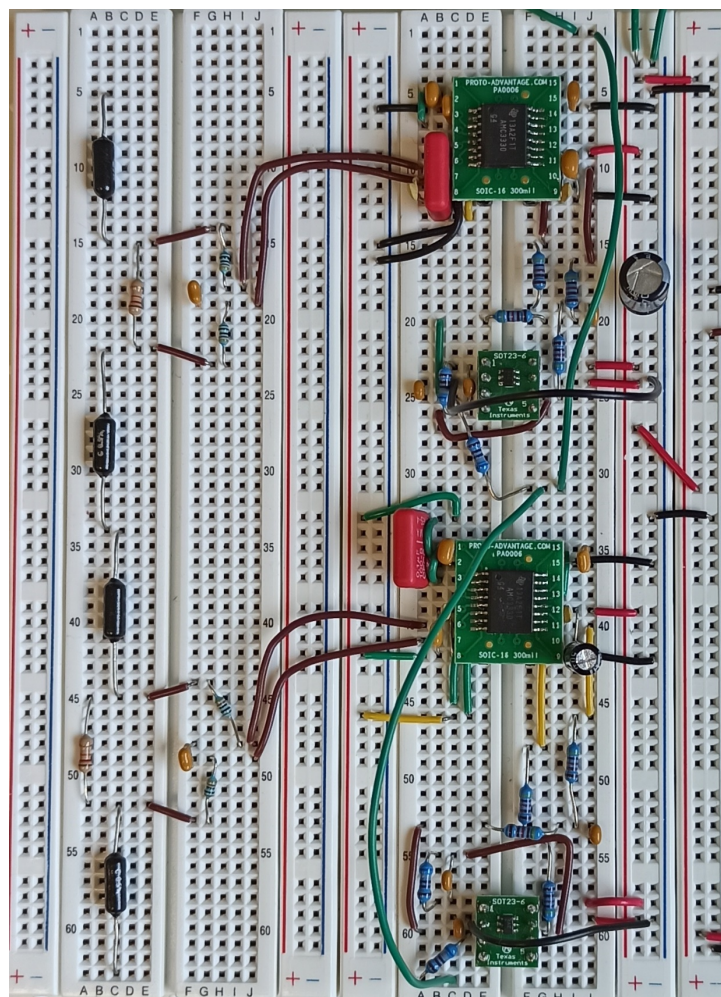


## 5 VERIFICACIÓN DE FUNCIONAMIENTO

### 5.1 SENSADO DE Tensión DE LÍNEA

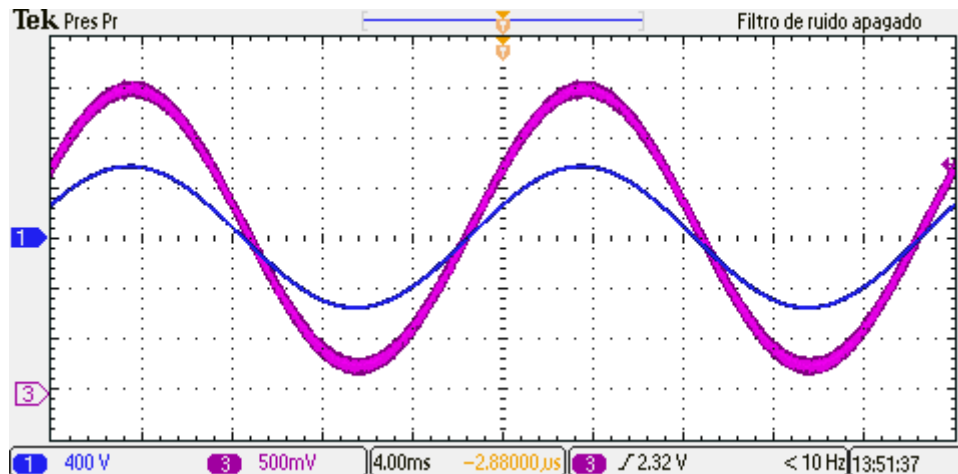
Ante una corriente de línea de 400 V de valor eficaz, la respuesta esperada era una onda sinusoidal con una amplitud de 1,40 V centrada en 1,65 V.

*Ilustración 48: Montaje de la sensórica de la tensión de línea. A la izquierda el divisor de tensiones y el filtro de entrada; a la derecha los amplificadores AMC3330 y OPA320 en sus correspondientes circuitos. [Ilustración 42, Ilustración 43, Ilustración 44].*



De este montaje se obtiene una medida de la tensión entre las fases A y B con la siguiente forma de onda:

*Ilustración 49: Medida procesada de la tensión de línea entre las fases A y B. En azul la tensión de línea a valores nominales entre las fases A y B, en magenta la medida lista para ser digitalizada.*



Este resultado cumple con lo esperado.

## 5.2 SENSADO DE LA TENSIÓN DEL BUS DE CC

Ante una tensión continua de magnitud 400 V con el siguiente montaje se ha obtenido una medida de V; esto reporta una ganancia a baja frecuencia de 0,0026, siendo la calculada teóricamente de 0,0027.

*Ilustración 50: Medida tomada a la salida del montaje para sensado de la tensión en el lado de CC a una tensión de 400 V.*



## DOCUMENTO 3: PLANOS

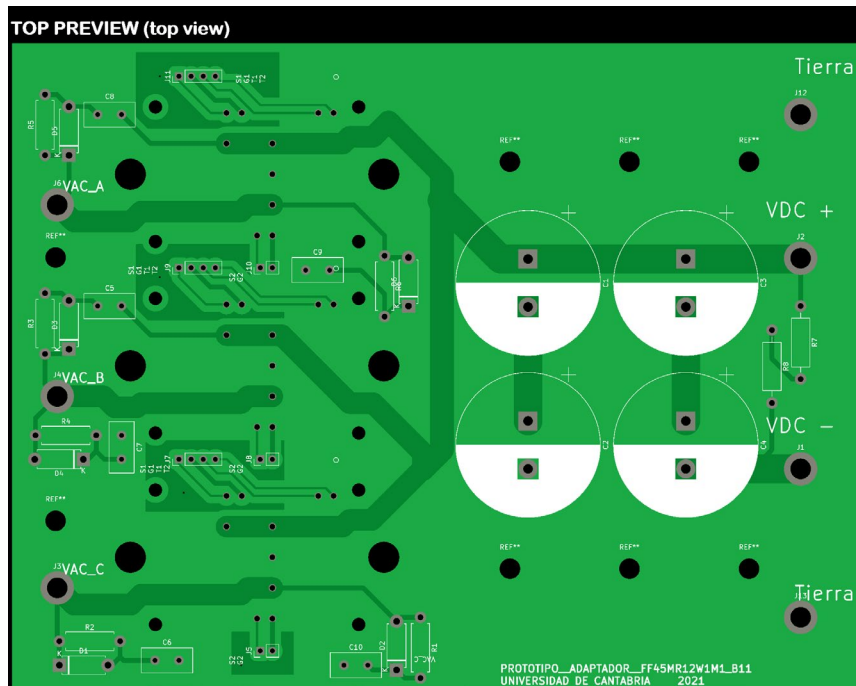
## ÍNDICE DE PLANOS

PLACA DE CIRCUITO IMPRESO DE POTENCIA \_\_\_\_\_ 81

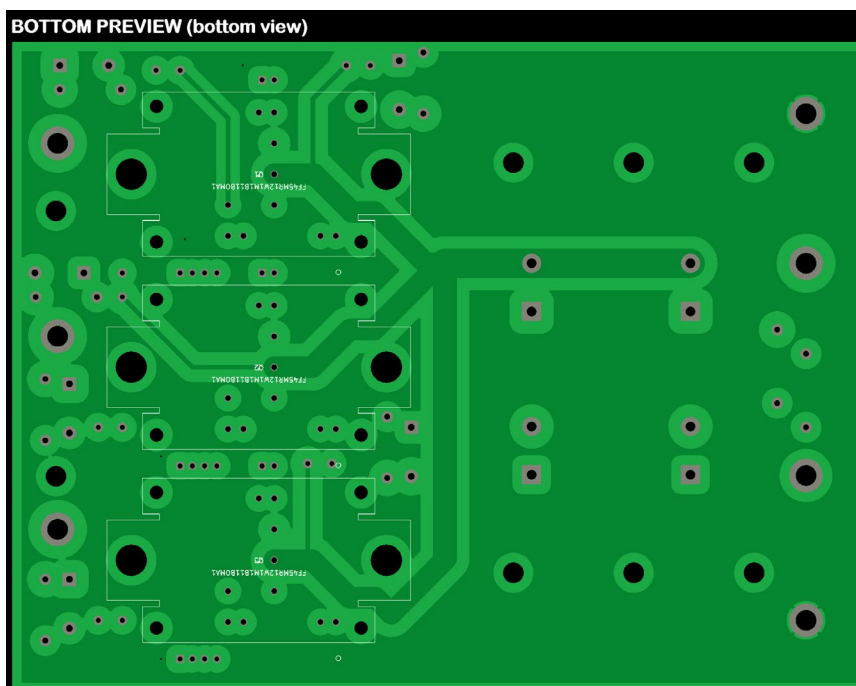
ESQUEMA DE CONEXIONES ELÉCTRICAS \_\_\_\_\_ 84

## 1 PLACA DE CIRCUITO IMPRESO DE POTENCIA

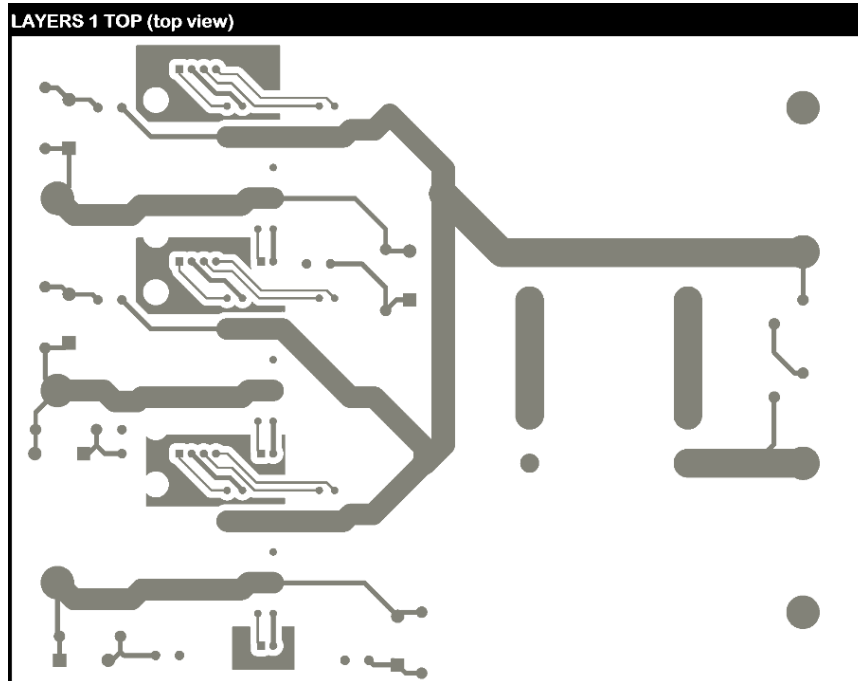
*Ilustración 51: Vista frontal de la placa de circuito impreso.*



*Ilustración 52: Vista dorsal (vista frontal) de la placa de circuito impreso.*



*Ilustración 53: Capa de cobre frontal de la placa de circuito impreso.*



*Ilustración 54: Capa de cobre dorsal (vista frontal) de la placa de circuito impreso.*

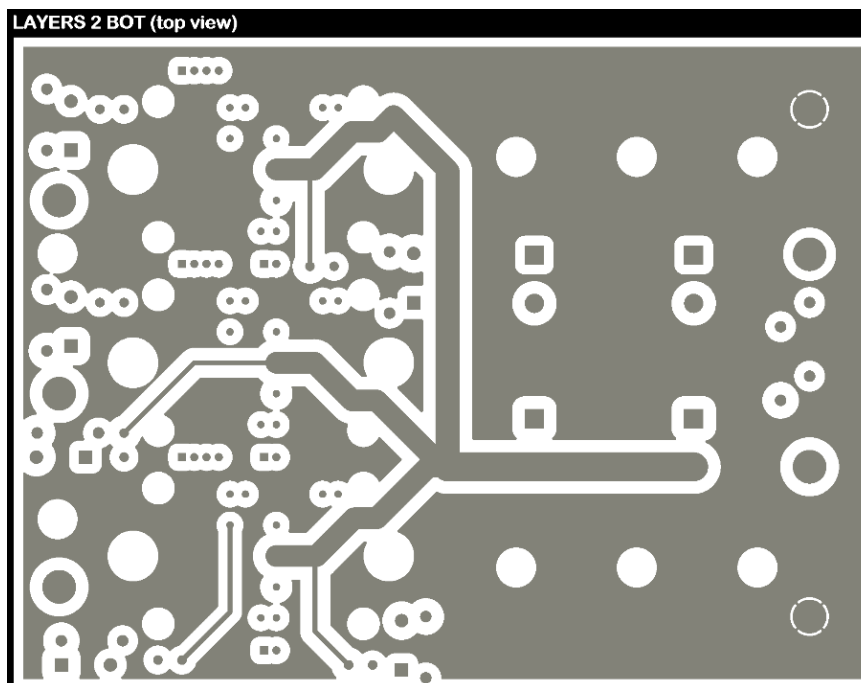


Ilustración 55: Vista mecánica de la placa de circuito impreso.

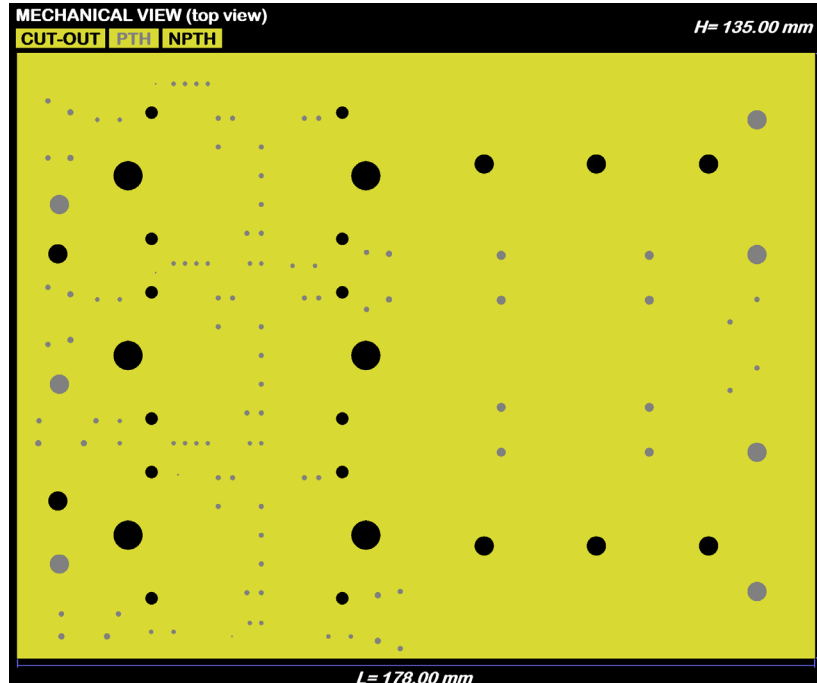
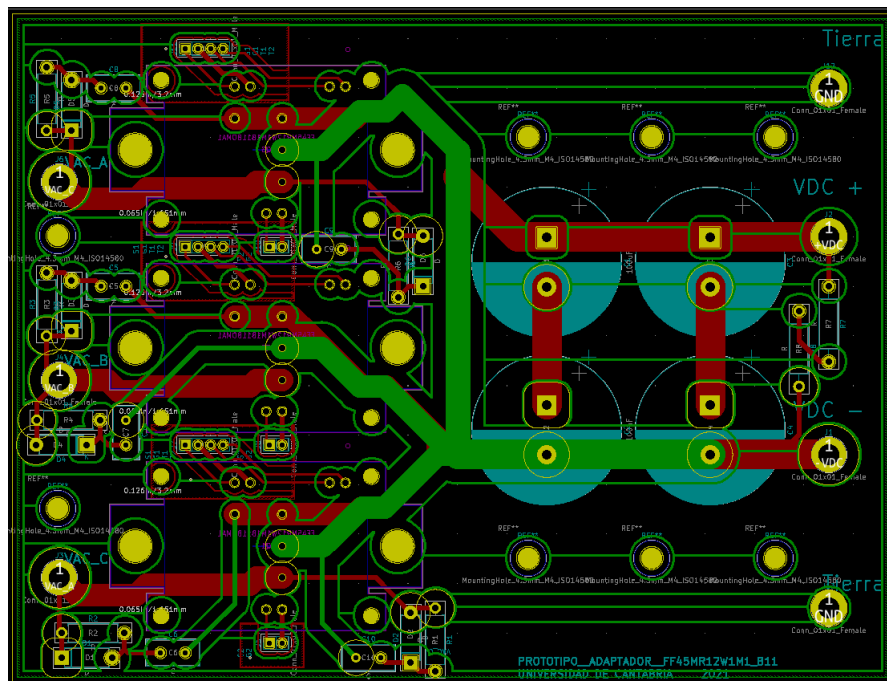
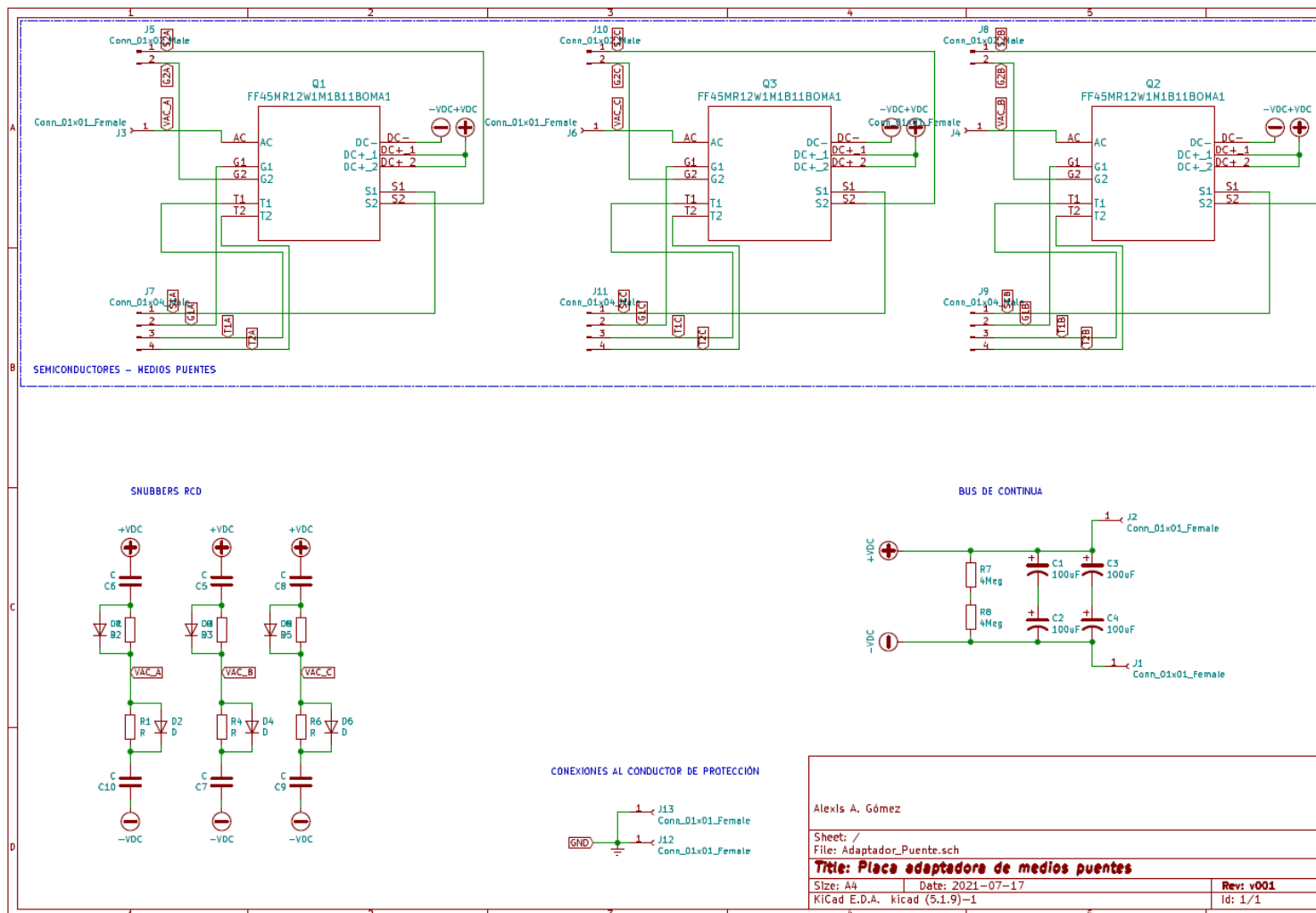


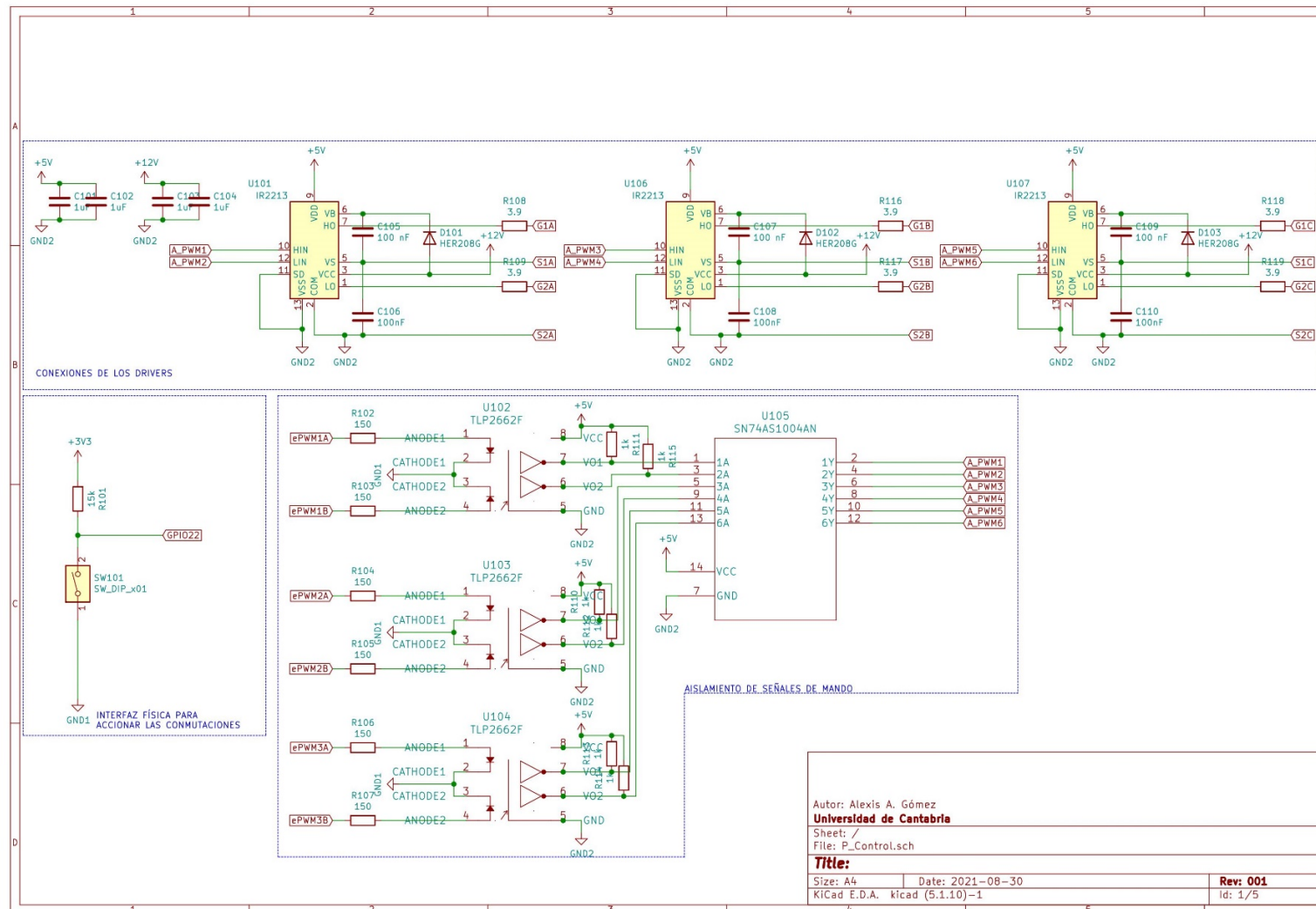
Ilustración 56: Vista de diseño de la placa de circuito impreso, en rojo la capa frontal de cobre y en verde la dorsal.

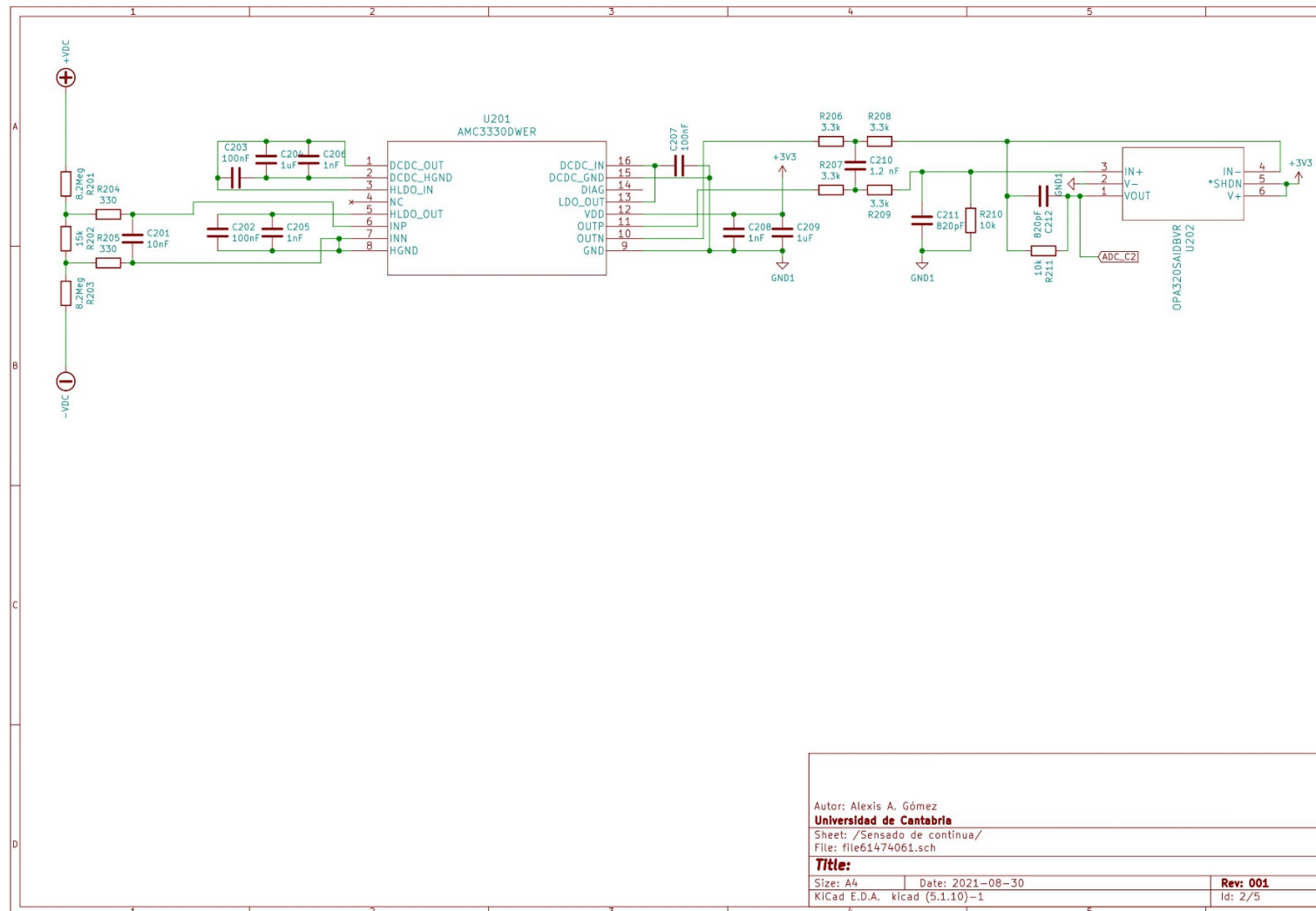


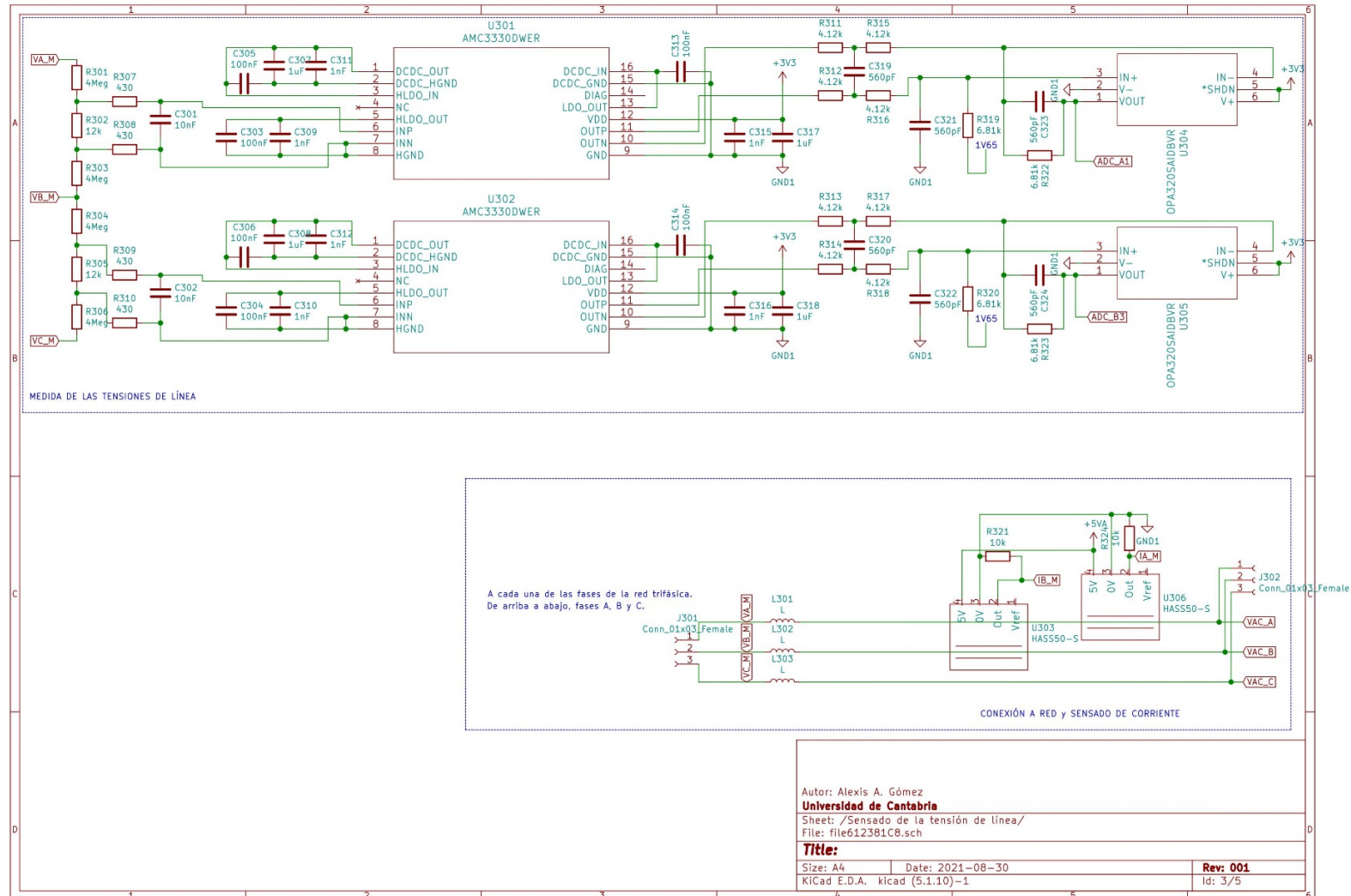
## 2 ESQUEMA DE CONEXIONES ELÉCTRICAS

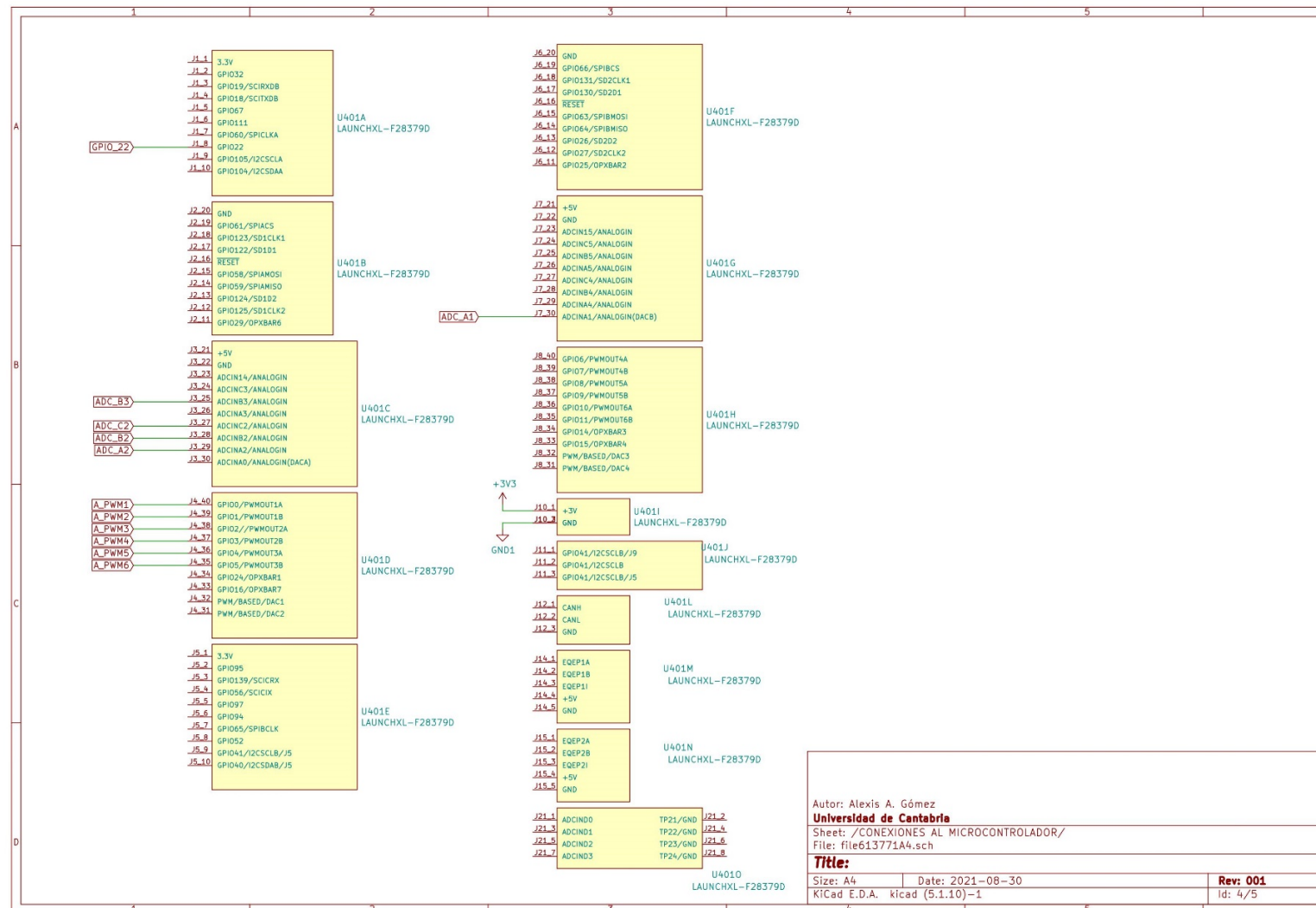


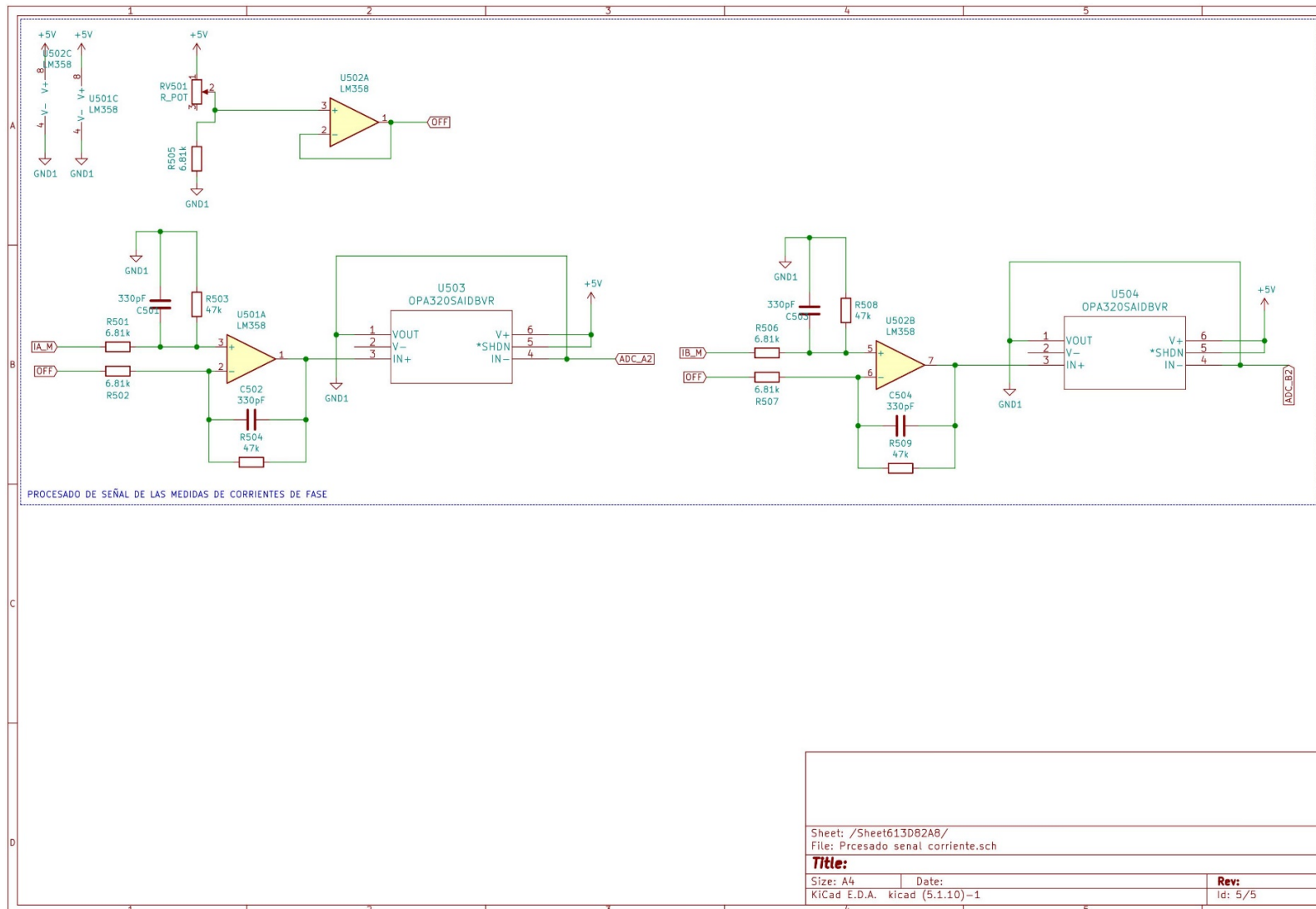












# DOCUMENTO 4: PLIEGO DE CONDICIONES

## ÍNDICE DEL PLIEGO DE CONDICIONES

DISPOSICIONES GENERALES	92
Resumen del proyecto	92
Alcance y aplicabilidad del pliego de condiciones	92
CONDICIONES TÉCNICAS	93
Especificaciones del dispositivo	93
Alimentación del dispositivo	93
Características de la placa de circuito impreso	93
Condiciones de ejecución	94
Precauciones de uso	94
CONDICIONES LEGALES	95
Uso del prototipo	95
Propiedad intelectual	95
CONDICIONES ECONÓMICAS	96

# 1 DISPOSICIONES GENERALES

## 1.1 RESUMEN DEL PROYECTO

Este proyecto tiene por objeto la realización del diseño y materialización de un inversor trifásico bidireccional de 5 kW de potencia nominal. Este dispositivo será capaz de intercambiar potencia entre una red trifásica de tres hilos y 400 V de valor eficaz de línea y una de corriente continua con una tensión de bus de 800 V.

El prototipo se compone de 3 etapas principales: una de potencia; contenida, a excepción de las inductancias, en una placa de circuito impreso; una de sensórica, en la que se combinan sensores de corriente para 2 de las fases, 2 sensores de tensión de línea y un sensor de tensión del bus de CC; y una parte de control digital llevada a cabo en un microcontrolador.

## 1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES

El pliego de condiciones establece los mínimos legales a satisfacer para la correcta ejecución del proyecto. Las condiciones recogidas en este documento se entienden aplicables al ámbito de diseño, fabricación, verificación del prototipo, así como todas las tareas internas o externas que se deriven de este o de su ejecución.



## 2 CONDICIONES TÉCNICAS

### 2.1 ESPECIFICACIONES DEL DISPOSITIVO

#### 2.1.1 Alimentación del dispositivo

En el lado de corriente alterna el dispositivo se conectará a una red trifásica a tres hilos, esta tendrá tensión nominal de línea de valor eficaz de 400 V y a 50 Hz. En el lado de corriente continua la tensión será de 800 V.

Debido al carácter de prototipo del dispositivo, no se recomienda su conexión directa a la red sin los dispositivos de protección adicionales determinados por la dirección facultativa.

#### 2.1.2 Características de la placa de circuito impreso

La placa de circuito impreso de la etapa de potencia será de 2 capas de cobre con espesor de 70  $\mu\text{m}$  y material FR4 para un espesor total de la placa de 1,6 mm. Los agujeros necesarios para la conexión de los semiconductores serán de diámetro 1,15 mm y diámetro del anillo anular exterior de 1,55 mm.

El ancho de pistas, tamaño de vías y los espaciados eléctricos entre las mismas y demás características serán calculados de acuerdo con el estándar IPC2221 sobre el diseño de placas impresas.

#### 2.1.3 Potencia máxima

La potencia demandada al dispositivo, en cualquiera de los modos no podrá superar la estipulada como nominal. Así la corriente en el lado de alterna no tendrá una mayor a 7,21 A de valor eficaz.

## 2.2 CONDICIONES DE EJECUCIÓN

El proyecto deberá ser ejecutado con acuerdo al diseño descrito en el documento 1, MEMORIA. Cualquier variación sobre el mismo podría conducir al mal funcionamiento del dispositivo. En caso de la realización de cambios durante el desarrollo del proyecto, la responsabilidad de estos recaerá sobre la dirección facultativa.

## 2.3 PRECAUCIONES DE USO

Las condiciones de alimentación anteriores representan los valores nominales, sin embargo, este dispositivo podrá ser alimentado a niveles de tensión inferiores (de entre 127 V y 230 V eficaces de fase), con la correspondiente pérdida de potencia máxima, pero nunca superiores. En este último caso se podría producir la destrucción del anterior.

## 3 CONDICIONES LEGALES

### 3.1 USO DEL PROTOTIPO

El proyecto establece el diseño de un inversor trifásico bidireccional. Su carácter es de prototipo electrónico, por tanto, este carece de los permisos necesarios para ser utilizado de manera formal en la industria.

Este podrá ser utilizado en un entorno controlado que respete la seguridad de las personas y del entorno dedicado a la realización de pruebas experimentales. Por ello habrá de ser utilizado tomando en cuenta todas las precauciones expuestas con anterioridad en este documento.

El uso indebido del prototipo será responsabilidad única y directa del usuario y exime de responsabilidad civil y penal al proyectante.

### 3.2 PROPIEDAD INTELECTUAL

La propiedad intelectual corresponde al proyectante y a la Universidad de Cantabria. Así aquellas partes tomadas de trabajos externos son propiedad de su autor original y se citan a lo largo del proyecto.

## 4 CONDICIONES ECONÓMICAS

El producto de este proyecto ostenta el carácter de prototipo de laboratorio y no está homologado para su venta o uso diferente.

# DOCUMENTO 5: ESTADO DE MEDICIONES

## ÍNDICE DEL ESTADO DE MEDICIONES

ETAPA DE POTENCIA .....	100
Semiconductores .....	100
Componentes pasivos .....	100
Placa de circuito impreso .....	100
Limitación de corriente .....	101
Sensórica .....	102
Sensado de corriente .....	102
Sensado de tensiones de línea .....	102
Sensado de la tensión de continua.....	102
GESTIÓN TÉRMICA .....	103
Disipación de calor.....	103
ELEMENTOS PASIVOS.....	104
Resistencias .....	104
Condensadores .....	105
MONTAJE.....	106
Adaptadores .....	106
Tornillería y fijaciones.....	106
Plataforma de montaje .....	106

CONTROL .....	108
Microcontrolador .....	108
Aislamiento y acondicionamiento de señales de mando.....	108
EQUIPO UTILIZADO .....	109
Equipo de laboratorio .....	109

Este estado de mediciones se corresponde a la creación del prototipo y no a un producto final.

## 1 ETAPA DE POTENCIA

### 1.1 SEMICONDUCTORES

Referencia	Descripción	Unidades
1.1.1	Medio puente en un empaquetado con tecnología de SiC capaz de soportar una tensión de 1200 V y una corriente drenador fuente de 25 A.	3
1.1.2	Driver para medio puente capaz de operar hasta 1200 V con una corriente máxima de suministro a puerta de +2A y -2,5A.	3
1.1.3	Diodo de potencia ultrarrápido (tiempo de recuperación inversa de 75 ns), capaz de bloquear 1000 V y corriente de 2A. El empaquetado será de agujero pasante axial.	3

### 1.2 COMPONENTES PASIVOS

Referencia	Descripción	Unidades
1.2.1	Bobina de filtro para una conexión a red con un coeficiente de autoinductancia de 10 mH, diseñada para una corriente nominal de 10 A y una tensión de aislamiento de 1200V.	3
1.2.2	Condensador electrolítico de capacidad 100 $\mu$ F con una tensión máxima de 630 V.	4

### 1.3 PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

Referencia	Descripción	Unidades
1.3.1	Placa de circuito impreso de dos capas, espesor de cobre de 70 $\mu$ m, espesor de la placa de 1,6 mm y acabado superficial ENIG-RoHS.	1



## 1.4 LIMITACIÓN DE CORRIENTE

Referencia	Descripción	Unidades
1.4.1	Resistencias sensibles a la temperatura (NTC) de $20\ \Omega$ a temperatura ambiente ( $20\ ^\circ\text{C}$ ) con aislamiento válido a 400 V de corriente alterna y corriente de estado estacionario de 10 A (con resistencia de $0,0\ \Omega$ ) y $0,64\ \Omega$ con corriente de 5 A.	3

## 2 SENSÓRICA

### 2.1 SENSADO DE CORRIENTE

Referencia	Descripción	Unidades
2.1.1	Sensores de corriente alterna y corriente continua basado en efecto Hall con intervalo de salida entre 0 y 3,3 V y corriente nominal de 50 A.	2
2.1.2	Amplificador operacional con alta razón de rechazo de modo común (114 dB), capacidad de saturación cercana a la alimentación, alimentación unipolar, bajo ruido y baja componente de tensión de continua.	2
2.1.3	Amplificador operacional de dos canales con alimentación monopolar compatible con +5V, con ancho de banda de 1 Mhz.	1

### 2.2 SENSADO DE TENSIONES DE LÍNEA

Referencia	Descripción	Unidades
2.2.1	Amplificador de precisión aislado con rango de entrada de $\pm 1$ V y convertidor CC-CC integrado. Capaz de dar una medida diferencial con alta razón de rechazo de modo común (-100 dB), ganancia fija con valor de 2.	2
2.2.2	Amplificador operacional con alta razón de rechazo de modo común (114 dB), capacidad de saturación cercana a la alimentación, alimentación unipolar, bajo ruido y baja componente de tensión de continua.	2

### 2.3 SENSADO DE LA TENSIÓN DE CONTINUA

Referencia	Descripción	Unidades
2.3.1	Amplificador operacional con alta razón de rechazo de modo común (114 dB), capacidad de saturación cercana a la alimentación, alimentación unipolar, bajo ruido y baja componente de tensión de continua.	1
2.3.2	Amplificador de precisión aislado con rango de entrada de $\pm 1$ V y convertidor CC-CC integrado. Capaz de dar una medida diferencial con alta razón de rechazo de modo común (-100 dB), ganancia fija con valor de 2.	1

### 3 GESTIÓN TÉRMICA

#### 3.1 DISIPACIÓN DE CALOR

Referencia	Descripción	Unidades
3.1.1	Disipador de aluminio de dimensiones 125x150x74 mm con ventilación forzada alimentada a 12 V y resistencia térmica de 0.09 K/W. El acabado superficial en la zona de contacto tendrá una rugosidad superficial $R_z < 10 \mu\text{m}$ .	1
3.1.2	Lámina Adhesiva por ambas caras, resistencia dieléctrica de 5 kV/mm, resistencia térmica específica 3,7 K cm <sup>2</sup> /W. y dimensiones de 53x53mm	3

## 4 ELEMENTOS PASIVOS

### 4.1 RESISTENCIAS

Referencia	Descripción	Unidades
4.1.1	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=4,12\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	8
4.1.2	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=4\text{ M}\Omega$ ; Potencia=0,5 W; Tolerancia 1%	6
4.1.3	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=14\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,5 W; Tolerancia 1%	2
4.1.4	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=430\text{ }\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	4
4.1.5	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=6,81\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	4
4.1.6	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=2,7\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	1
4.1.7	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=2,7\text{ M}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	2
4.1.8	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=3,3\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	4
4.1.9	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=39\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	2
4.1.10	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=3,9\text{ }\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	3
4.1.11	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=10\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	3
4.1.12	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=1\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	6
4.1.13	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=150\text{ }\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	6
4.1.14	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=22\text{ }\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	2
4.1.15	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=5,6\text{ }\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	4
4.1.16	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, $R=47\text{ k}\Omega$ ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	4

## 4.2 CONDENSADORES

Referencia	Descripción	Unidades
4.2.1	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 10 nF, tolerancia 10%.	2
4.2.2	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 500 V, Capacidad 1 nF, tolerancia 10%.	6
4.2.3	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 50 V, Capacidad 100 nF, tolerancia 5%.	12
4.2.4	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 50 V, Capacidad 1 $\mu$ F, tolerancia 5%.	4
4.2.5	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 560 pF, tolerancia 10%.	6
4.2.6	Condensadores electrolíticos de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal de 100 V, capacidad de 1 $\mu$ F y tolerancia del 10 %.	7
4.2.7	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 330 pF, tolerancia 10%.	6

## 5 MONTAJE

### 5.1 ADAPTADORES

Referencia	Descripción	Unidades
5.1.1	Adaptadores de empaquetado SOIC-16 a DIP-16	2
5.1.2	Adaptadores de empaquetado SOT23-6 a DIP-6	5

### 5.2 TORNILLERÍA Y FIJACIONES

Referencia	Descripción	Unidades
5.2.1	Cabezal para conectores de orificio pasante macho con un paso de 2,54 mm, series de 4 conectores.	6
5.2.2	Tornillo de Phillips plana fabricado en acero con recubrimiento de zinc, tamaño de la rosca M4 y longitud por debajo de la cabeza de 9,53 mm.	12
5.2.3	Espaciador fabricado en aluminio hexagonal, de longitud 12 mm con agujero roscado pasante M4.	6
5.2.4	Tornillo de cabeza Phillips fabricado en acero de rosca M2,5 con una longitud por debajo de la cabeza de 6 mm.	16
5.2.5	Tuerca hexagonal fabricada en acero recubierta de zinc con rosca M4.	5
5.2.6	Arandela fabricada en acero recubierta de zinc con un diámetro interior de 4,29 mm y un diámetro exterior de 9 mm.	10

### 5.3 PLATAFORMA DE MONTAJE

Referencia	Descripción	Unidades
5.3.1	Placas de prototipado rápido sin soldadura con 830 puntos de amarre y dimensiones de 165,1x54 mm.	5
5.3.2	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF verde.	1
5.3.3	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF rojo.	1,5
5.3.4	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF negro.	1,5
5.3.5	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF marrón.	1
5.3.6	Cable multifilar de cobre con aislamiento probado a 1 kV y sección de 1.5 mm <sup>2</sup>	2

5.3.7	Contactos para crimpado en forma de arandela compatibles con cable de sección 1.5 mm <sup>2</sup>	7
5.3.8	Contactos para crimpado en forma de espadín compatibles con cable de sección 1.5 mm <sup>2</sup>	6

## 6 CONTROL

### 6.1 MICROCONTROLADOR

Referencia	Descripción	Unidades
6.1.1	Microcontrolador compatible con la generación automática de código de MATLAB, Simulink, Simscape y PLECS con carga automática. Tendrá 10 convertidores analógico-digitales con una precisión de 16 bits, 5 entradas salidas y entradas digitales ,8 salidas PWM, tres LEDS integrados y dos de ellos controlables. La velocidad de reloj será de 200 MHz y doble núcleo, con una memoria de 1MB del tipo Flash.	1

### 6.2 AISLAMIENTO Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES DE MANDO

Referencia	Descripción	Unidades
6.2.1	Optoacoplador de doble canal con alimentación compatible con 5 V. Tasa de transferencia de datos de 10 MBd, corriente de entrada de 6 mA, y retraso de propagación menor que 30 ns.	3
6.2.2	Puerta lógica NOT de 6 canales con alimentación compatible de 5 V y tiempo retraso máximo de 4 ns.	1



## 7 EQUIPO UTILIZADO

### 7.1 EQUIPO DE LABORATORIO

Referencia	Descripción	Unidades
7.1.1	Horas de osciloscopio digital con 4 canales analógicos y un ancho de banda de 100 MHz, con sus sondas de ancho de banda correspondientes.	40
7.1.2	Horas de generador de formas de onda con un ancho de banda de 10 MHz y dos canales.	1
7.1.3	Horas de fuente de alimentación lineal programable de corriente continua de triple salida e intervalo de tensiones 0-35 V	5
7.1.4	Horas de fuente de alimentación lineal programable de corriente continua de doble salida e intervalo de tensiones 0-35 V	5
7.1.5	Horas de multímetro de banco de 5 1/2 dígitos con funciones de continuidad, voltímetro y medidor de resistencias.	15
7.1.6	Horas de estación de soldadura con punta cónica y chaflán de 0,5 mm y 80 W de potencia, capaz de alcanzar 490 °C. Esta incluirá útiles de soldadura, estaño para soldadura electrónica y "flux".	2
7.1.7	Horas de ordenador con licencias completas de MATLAB, Simulink y PLECS.	300
7.1.8	Horas de uso de fuente de tensión lineal de laboratorio trifásica con una potencia de 2,5 kVA.	3
7.1.9	Horas de uso de un medidor de potencia trifásico de precisión.	1

## DOCUMENTO 6: PRESUPUESTO

## ÍNDICE DEL PRESUPUESTO

ETAPA DE POTENCIA .....	113
Semiconductores .....	113
Componentes pasivos .....	113
Placa de circuito impreso .....	113
Limitación de corriente .....	114
SENSÓRICA.....	115
Sensado de corriente .....	115
Sensado de tensiones de línea .....	115
Sensado de la tención de continua .....	115
GESTIÓN TÉRMICA.....	117
Disipación de calor.....	117
ELEMENTOS PASIVOS.....	118
Resistencias .....	118
Condensadores.....	119
MONTAJE.....	121
Adaptadores .....	121
Tornillería y fijaciones.....	121

<b>Plataforma de montaje .....</b>	<b>122</b>
<b>CONTROL .....</b>	<b>123</b>
<b>Microcontrolador .....</b>	<b>123</b>
<b>Aislamiento y acondicionamiento de señales de mando.....</b>	<b>123</b>
<b>EQUIPO UTILIZADO .....</b>	<b>124</b>
<b>Equipo de laboratorio .....</b>	<b>124</b>
<b>MANO DE OBRA.....</b>	<b>125</b>
<b>Mano de obra .....</b>	<b>125</b>
<b>TOTAL .....</b>	<b>126</b>

## 1 ETAPA DE POTENCIA

### 1.1 SEMICONDUCTORES

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
1.1.1	Medio puente en un empaquetado con tecnología de SiC capaz de soportar una tensión de 1200 V y una corriente drenador fuente de 25 A.	3	58,82 €	176,46 €
1.1.2	Driver para medio puente capaz de operar hasta 1200 V con una corriente máxima de suministro a puerta de +2A y -2,5A.	3	6,43 €	19,29 €
1.1.3	Diodo de potencia ultrarrápido (tiempo de recuperación inversa de 75 ns), capaz de bloquear 1000 V y corriente de 2A. El empaquetado será de agujero pasante axial.	3	0,13 €	0,38 €
Subtotal				196,13 €

### 1.2 COMPONENTES PASIVOS

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
1.2.1	Bobina de filtro para una conexión a red con un coeficiente de autoinductancia de 10 mH, diseñada para una corriente nominal de 10 A y una tensión de aislamiento de 1200V.	3	33,88 €	101,64 €
1.2.2	Condensador electrolítico de capacidad 100 $\mu$ F con una tensión máxima de 630 V.	4	6,39 €	25,56 €
Subtotal				127,20 €

### 1.3 PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
1.3.1	Placa de circuito impreso de dos capas, espesor de cobre de 70 $\mu$ m, espesor de la	1	54,00 €	54,00 €

	placa de 1,6 mm y acabado superficial ENIG-RoHS.			
Subtotal				54,00 €

#### 1.4 LIMITACIÓN DE CORRIENTE

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
1.4.1	Resistencias sensibles a la temperatura (NTC) de 20 $\Omega$ a temperatura ambiente (20 °C) con aislamiento válido a 400 V de corriente alterna y corriente de estado estacionario de 10 A (con resistencia de 0,0 $\Omega$ ) y 0,64 $\Omega$ con corriente de 5 A.	3	5,27 €	15,81 €
Subtotal				15,81 €

## 2 SENSÓRICA

### 2.1 SENSADO DE CORRIENTE

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
2.1.1	Sensores de corriente alterna y continua basado en efecto Hall con intervalo de salida entre 0 y 3,3 V y corriente nominal de 50 A.	2	19,57 €	39,14 €
2.1.2	Amplificador operacional con alta razón de rechazo de modo común (114 dB), capacidad de saturación cercana a la alimentación, alimentación unipolar, bajo ruido y baja componente de tensión de continua.	2	2,55 €	5,10 €
2.1.3	Amplificador operacional de dos canales con alimentación monopolar compatible con +5V, con ancho de banda de 1 MHz.	1	0,32 €	0,32 €
Subtotal				44,56 €

### 2.2 SENSADO DE TENSIONES DE LÍNEA

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
2.2.1	Amplificador de precisión aislado con rango de entrada de $\pm 1$ V y convertidor CC-CC integrado. Capaz de dar una medida diferencial con alta razón de rechazo de modo común (-100 dB), ganancia fija con valor de 2.	2	10,06 €	20,12 €
2.2.1	Amplificador operacional con alta razón de rechazo de modo común (114 dB), capacidad de saturación cercana a la alimentación, alimentación unipolar, bajo ruido y baja componente de tensión de continua.	2	2,55 €	5,10 €
Subtotal				25,22 €

### 2.3 SENSADO DE LA TENSIÓN CONTINUA

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
2.3.1	Amplificador de precisión aislado con rango de entrada de $\pm 1$ V y convertidor CC-CC integrado. Capaz de dar una medida diferencial con alta razón de rechazo de modo común (-100 dB), ganancia fija con valor de 2.	1	10,06 €	10,06 €
2.3.2	Amplificador operacional con alta razón de rechazo de modo común (114 dB), capacidad de saturación cercana a la alimentación, alimentación unipolar, bajo ruido y baja componente de tensión de continua.	1	2,55 €	2,55 €
Subtotal				12,61 €



### 3 GESTIÓN TÉRMICA

#### 3.1 DISIPACIÓN DE CALOR

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
3.1.1	Disipador de aluminio de dimensiones 125x150x74 mm con ventilación forzada alimentada a 12 V y resistencia térmica de 0.09 K/W. El acabado superficial en la zona de contacto tendrá una rugosidad superficial $R_z < 10 \mu\text{m}$ .	1	173,49 €	173,49 €
3.1.2	Lámina Adhesiva por ambas caras, resistencia dieléctrica de 5 kV/mm, resistencia térmica específica 3,7 K cm <sup>2</sup> /W. y dimensiones de 53x53mm	3	8,01 €	24,03 €
Subtotal				197,52 €

## 4 ELEMENTOS PASIVOS

### 4.1 RESISTENCIAS

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
4.1.1	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=4,12 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	8	0,08 €	0,64 €
4.1.2	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=4 MΩ; Potencia=0,5 W; Tolerancia 1%	6	1,25 €	7,50 €
4.1.3	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=14 kΩ; Potencia=0,5 W; Tolerancia 1%	2	0,08 €	0,16 €
4.1.4	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=430 Ω; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	4	0,08 €	0,32 €
4.1.5	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=6,81 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	4	0,08 €	0,32 €
4.1.6	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=15 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	1	0,08 €	0,08 €
4.1.7	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=8,2 MΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	2	0,08 €	0,16 €
4.1.8	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=3,3 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	4	0,08 €	0,32 €
4.1.9	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=39 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 1%	2	0,08 €	0,16 €
4.1.10	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=3,9 Ω; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	3	0,08 €	0,24 €
4.1.11	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=10 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	5	0,08 €	0,40 €

4.1.12	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=1 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	6	0,08 €	0,48 €
4.1.13	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=150 Ω; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	6	0,08 €	0,48 €
4.1.14	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=22 Ω; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	2	0,08 €	0,16 €
4.1.15	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=5,6 Ω; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	4	0,08 €	0,32 €
4.1.16	Resistencia de agujero pasante axial de película metálica, R=47 kΩ; Potencia=0,25 W; Tolerancia 5%	4	0,08 €	0,32 €
Subtotal				12,06 €

## 4.2 CONDENSADORES

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
4.2.1	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 10 nF, tolerancia 10%.	2	0,53 €	1,06 €
4.2.2	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 500 V, Capacidad 1 nF, tolerancia 10%.	6	0,27 €	1,62 €
4.2.3	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 500 V, Capacidad 1,2 nF, tolerancia 10%.	2	0,27 €	0,54 €
4.2.4	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 50 V, Capacidad 100 nF, tolerancia 5%.	12	0,35 €	4,20 €
4.2.5	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 50 V, Capacidad 1 μF, tolerancia 5%.	4	1,55 €	6,20 €
4.2.6	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 560 pF, tolerancia 10%.	6	0,32 €	1,92 €
4.2.7	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 820 pF, tolerancia 10%.	1	0,32 €	0,32 €
4.2.8	Condensadores electrolíticos de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal	7	0,08 €	0,56 €

	de 100 V, capacidad de 1 $\mu$ F y tolerancia del 10 %.			
4.2.7	Condensador cerámico X7R de orificio pasante y montaje radial con tensión nominal 100 V, Capacidad 330 pF, tolerancia 10%.	6	0,32 €	1,92 €
Subtotal				18,34 €

## 5 MONTAJE

### 5.1 ADAPTADORES

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
5.1.1	Adaptadores de empaquetado SOIC-16 a DIP-16	2	3,46 €	6,92 €
5.1.2	Adaptadores de empaquetado SOT23-6 a DIP-6	5	2,28 €	11,40 €
Subtotal				18,32 €

### 5.2 TORNILLERÍA Y FIJACIONES

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
5.2.1	Cabezal para conectores de orificio pasante macho con un paso de 2,54 mm, series de 4 conectores.	6	0,15 €	0,90 €
5.2.2	Tornillo de Phillips plana fabricado en acero con recubrimiento de zinc, tamaño de la rosca M4 y longitud por debajo de la cabeza de 9,53 mm.	12	0,35 €	4,20 €
5.2.3	Espaciador fabricado en aluminio hexagonal, de longitud 12 mm con agujero roscado pasante M4.	6	0,40 €	2,40 €
5.2.4	Tornillo de cabeza Phillips fabricado en acero de rosca M2,5 con una longitud por debajo de la cabeza de 6 mm.	16	0,15 €	2,40 €
5.2.5	Tuerca hexagonal fabricada en acero recubierta de zinc con rosca M4.	5	0,08 €	0,40 €
5.2.6	Arandela fabricada en acero recubierta de zinc con un diámetro interior de 4,29 mm y un diámetro exterior de 9 mm.	10	0,08 €	0,80 €
Subtotal				11,10 €

### 5.3 PLATAFORMA DE MONTAJE

#### 5.4

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
5.3.1	Placas de prototipado rápido sin soldadura con 830 puntos de amarre y dimensiones de 165,1x54 mm.	5	6,72 €	33,60 €
5.3.2	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF verde.	1	0,40 €	0,40 €
5.3.3	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF rojo.	1,5	0,40 €	0,60 €
5.3.4	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF negro.	1,5	0,40 €	0,60 €
5.3.5	Cable monofilar con diámetro de conductor de cobre recubierto de estaño de diámetro 0,40 mm. Aislamiento de PVDF marrón.	1	0,40 €	0,40 €
5.3.6	Cable multifilar de cobre con aislamiento probado a 1 kV y sección de 1.5 mm <sup>2</sup>	2	1,10 €	2,20 €
5.3.7	Contactos para crimpado en forma de arandela compatibles con cable de sección 1.5 mm <sup>2</sup>	7	1,15 €	8,05 €
5.3.8	Contactos para crimpado en forma de espadín compatibles con cable de sección 1.5 mm <sup>2</sup>	6	1,15 €	6,90 €
Subtotal				52,75 €

## 6 CONTROL

### 6.1 MICROCONTROLADOR

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
6.1.1	Microcontrolador compatible con la generación automática de código de MATLAB, Simulink, Simscape y PLECS con carga automática. Tendrá 10 convertidores analógico-digitales con una precisión de 16 bits, 5 entradas salidas y entradas digitales ,8 salidas PWM, tres LEDS integrados y dos de ellos controlables. La velocidad de reloj será de 200 MHz y doble núcleo, con una memoria de 1MB del tipo Flash.	1	34,08 €	34,08 €
Subtotal				34,08 €

### 6.2 AISLAMIENTO Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES DE MANDO

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
6.2.1	Optoacoplador de doble canal con alimentación compatible con 5 V. Tasa de transferencia de datos de 10 MBd, corriente de entrada de 6 mA, y retraso de propagación menor que 30 ns.	2	1,60 €	3,20 €
6.2.2	Puerta lógica NOT de 6 canales con alimentación compatible de 5 V y tiempo retraso máximo de 4 ns.	1	2,81 €	2,81 €
Subtotal				6,01 €

## 7 EQUIPO UTILIZADO

### 7.1 EQUIPO DE LABORATORIO

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
7.1.1	Horas de osciloscopio digital con 4 canales analógicos y un ancho de banda de 100 MHz, con sus sondas de ancho de banda correspondientes.	40	2,50 €	100,00 €
7.1.2	Horas de generador de formas de onda con un ancho de banda de 10 MHz y dos canales.	1	1,50 €	1,50 €
7.1.3	Horas de fuente de alimentación lineal programable de corriente continua de triple salida e intervalo de tensiones 0-35 V	5	2,00 €	10,00 €
7.1.4	Horas de fuente de alimentación lineal programable de corriente continua de doble salida e intervalo de tensiones 0-35 V	5	1,50 €	7,50 €
7.1.5	Horas de multímetro de banco de 5 1/2 dígitos con funciones de continuidad, voltímetro y medidor de resistencias.	15	2,00 €	30,00 €
7.1.6	Horas de estación de soldadura con punta cónica y chaflán de 0,5 mm y 80 W de potencia, capaz de alcanzar 490 °C. Esta incluirá útiles de soldadura, estaño para soldadura electrónica y "flux".	2	0,75 €	1,50 €
7.1.7	Horas de ordenador con licencias completas de MATLAB, Simulink y PLECS.	300	1,50 €	450,00 €
7.1.8	Horas de uso de fuente de tensión lineal de laboratorio trifásica con una potencia de 2,5 kVA.	3	10,00 €	30,00 €
7.1.9	Horas de uso de un medidor de potencia trifásico de precisión.	1	2,50 €	2,50 €
Subtotal				633,00 €



## 8 MANO DE OBRA

### 8.1 MANO DE OBRA

Referencia	Descripción	Unidades	Precio por unidad	Importe
8.1.1	Horas dedicadas al diseño de la etapa de potencia.	120	15,00 €	1.800,00 €
8.1.2	Horas dedicadas al diseño de la etapa de control.	40	15,00 €	600,00 €
8.1.3	Horas dedicadas al diseño de la sensórica.	40	15,00 €	600,00 €
8.1.4	Horas dedicadas a soldaduras.	2	15,00 €	30,00 €
8.1.5	Horas dedicadas a validación del prototipo.	20	15,00 €	300,00 €
Subtotal				3.330,00 €

## 9 TOTAL

Partida	Importe
1. Etapa de potencia	393,14 €
2. Sensórica	82,39 €
3. Gestión térmica	197,52 €
4. Elementos pasivos	30,40 €
5. Montaje	82,17 €
6. Control	40,09 €
7. Equipo utilizado	633,00 €
8. Mano de obra	3330,00 €

<b>TOTAL</b>	<b>4.788,71 €</b>
--------------	-------------------

El prototipo de este proyecto tiene un coste total de **cuatro mil setecientos ochenta y ocho euros con setenta y un céntimos**.

Este presupuesto se corresponde con el prototipo y el de un producto derivado de este podría diferir.